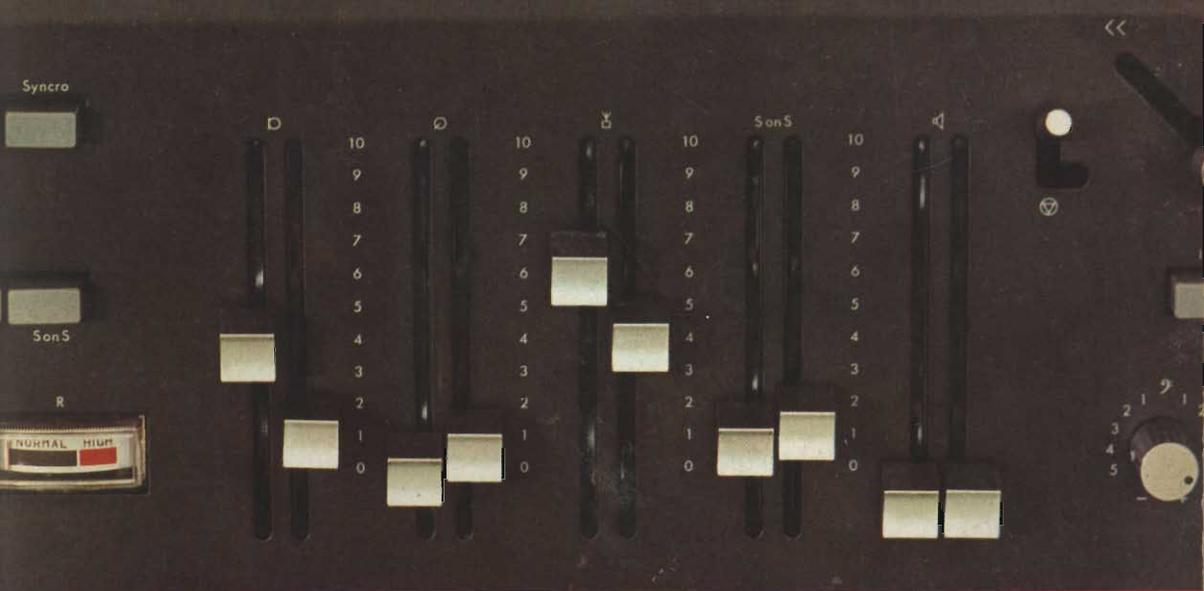
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

7

BEOCORD 2000 DE LUXE

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Luglio / Agosto 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

minima corrente di dispersione
basso fattore di rumore
ridotta tensione di saturazione
elevato grado di amplificazione
selezione in gruppi di amplificazione

transistori NPN PLANARI EPITASSIALI al silicio per bassa frequenza BC 107 - BC 108 - BC 109

BC 107 e BC 108 impieghi generali in BF
BC 109 stadi preamplificatori a basso rumore

DATI TECNICI		BC 107	BC 108	BC 109
Tensione collettore-emettitore V_{CEO} max.	V	45	20	20
Tensione emettitore-base V_{EBO} max.	V	5	5	5
Corrente collettore I_C	mA	100	100	100
Corrente di base I_B	mA	20	20	20
Temperatura di giunzione Tj	°C	175	175	175
Potenza totale di dissipazione Ptot	mW	300	300	300
Tensione di saturazione del collettore V_{CEsat} (I_C = 10mA, I_C/I_B = 20)	mV	90	90	90
Corrente residua collettore-base I_{CBO} (V_{CBO} = 45 V per BC 107, 20 V per BC 108 e BC 109)	nA	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)
Frequenza di transito fT (I_C = 10mA, V_{CE} = 5V, f = 100 MHz)	MHz	300 (> 150)	300 (> 150)	300 (> 150)
Fattore di rumore F (I_C = 0,2 mA, V_{CE} = 5V, RG = 2 kΩ, f = 1 kHz Δf = 200 Hz per BC 107 e BC 108 —30... 15 kHz per BC 109)	dB	2 (< 6)	2 (< 6)	< 4
Amplificazione dinamica di corrente hfe I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 1 kHz)	A	222 (125..260)	222 (125..260)	—
	B	300 (240..500)	330 (240..500)	330 (240..500)
	C	—	600 (450..900)	600 (450..900)

SIEMENS ELETTRA S. P. A. - MILANO

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, n. 15 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 7 luglio 1967
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
S. Donato Milanese
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400
numero arretrato L. 800
Abbonamento annuo L. 4.000
per l'Estero L. 5.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.

N. 7 Luglio 1967

S O M M A R I O

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

ELENCO INSERZIONI

IMPORTANTE

I cortesi lettori sono vivamente pregati di non rivolgersi alla Direzione di « Selezione di Tecnica Radio TV » per richieste di schiarimenti o presentazioni di reclami in relazione ad eventuali rapporti intercorsi con gli inserzionisti. La rivista non ha alcun vincolo con le organizzazioni commerciali che inseriscono in essa la pubblicità dei loro prodotti e non può quindi prendere in alcuna considerazione le richieste sopra accennate, che devono perciò essere indirizzate agli inserzionisti medesimi.

LA PUREZZA DEL COLORE E LA CONVERGENZA DEI FASCI IN UN CINESCOPIO A MASCHERA

TELEVISIONE A COLORI

Queste note introduttive sulla purezza del colore e sulla convergenza (statica e dinamica) sono destinate principalmente ai tecnici dei laboratori di assistenza TV, che tra non molto si dovranno occupare dei televisori a colori. La messa a punto della purezza e della convergenza è un'operazione che interessa solo il cinescopio a maschera. Si tratta in sostanza di fare in modo che esso funzioni come deve funzionare. Possono infatti pervenire alle griglie ed ai catodi dei suoi tre cannoni segnali di colore perfetti, e ciò nonostante può accadere che sullo schermo si vedano frangie colorate, colori sbagliati, ecc. Questo articolo vuole chiarire i fenomeni associati alle parole purezza e convergenza, che molte volte vengono confusi l'uno con l'altro.

Molti di coloro che lavorano nel campo dell'elettronica — tecnici, amatori, ingegneri — conoscono le principali operazioni di riparazione, taratura e controllo da effettuarsi sui televisori a colori. La maggior parte di queste persone ha un'ottima conoscenza dei selettori di canali, dei circuiti di media frequenza e di controllo automatico di guadagno, della sezione suono, dei circuiti di deflessione, ecc. Tuttavia vi è ancora una certa confusione nelle loro menti per quanto riguarda il legame tra **purezza di colore e convergenza.** La ragione di questo risiede forse nel fatto che le unità che controllano la purezza di colore e la convergenza sono montate sul collo del cinescopio, in quanto entrambe devono essere regolate durante la messa a punto del televisore, e che entrambe sembrano interagire tra di loro.

La purezza di colore e la convergenza in un televisore a colori sono come **le candele ed il carburatore in un motore a scoppio:** sotto un certo punto di vista essi hanno funzioni differenti, ma sono correlati tra di loro. Le candele fanno accendere la miscela di aria e benzina che viene prodotta dal carburatore. Se le candele od il carburatore non sono perfettamente a punto, il motore non funziona in modo corretto. Candele difettose possono richiedere una regolazione del carburatore, o una miscela errata (cattivo funzionamento del carburatore) può portare alla sostituzione prematura delle candele.

In un ricevitore televisivo a colori, sia la purezza che la convergenza sono necessarie per permettere al cinescopio una visualizzazione corretta dell'immagine. Es-

se rappresentano cose completamente diverse, ma sono legate tra di loro in quanto entrambe influenzano l'immagine sullo schermo.

Costruzione del cinescopio a colori

È noto a tutti come funziona un cinescopio a colori: tre fascetti di elettroni eccitano tre tipi di fosfori rosso, verde e blu depositati sulla faccia interna dello schermo, dopo aver attraversato una maschera. Benchè i tre fascetti passino insieme attraverso lo stesso foro della maschera, essi vi arrivano da angoli diversi, in modo che possano colpire tre punti di fosforo di diverso colore. In questo modo si forma l'immagine a colori. Per permettere a ciascun fascetto di colpire il relativo punto, la posizione dei punti di fosforo rispetto ai fori della maschera deve essere determinata con assoluta precisione.

La fig. 1 illustra il sistema di deposizione dei punti di fosforo sullo schermo. Dapprima la faccia interna dello schermo è ricoperta di una miscela di un fosforo di un solo colore e di un materiale fotosensibile. Quindi la maschera viene montata con precisione mediante i suoi posizionatori all'interno dello schermo. Dopo di questo, schermo e maschera sono inseriti sulla « tavola di esposizione » ed infine mediante luce ultravioletta vengono fissati nelle loro posizioni i punti di fosforo.

La lampada a raggi ultravioletti (UV) è sistemata sotto allo schermo nella posizione che verrà occupata dal giogo di deflesisone quando il tubo verrà inserito nel ricevitore. Una lente concentratrice rende la sorgente di luce puntiforme; inoltre una seconda lente correttrice produce una piccola variazione nell'angolo di incidenza del raggio luminoso nelle zone laterali

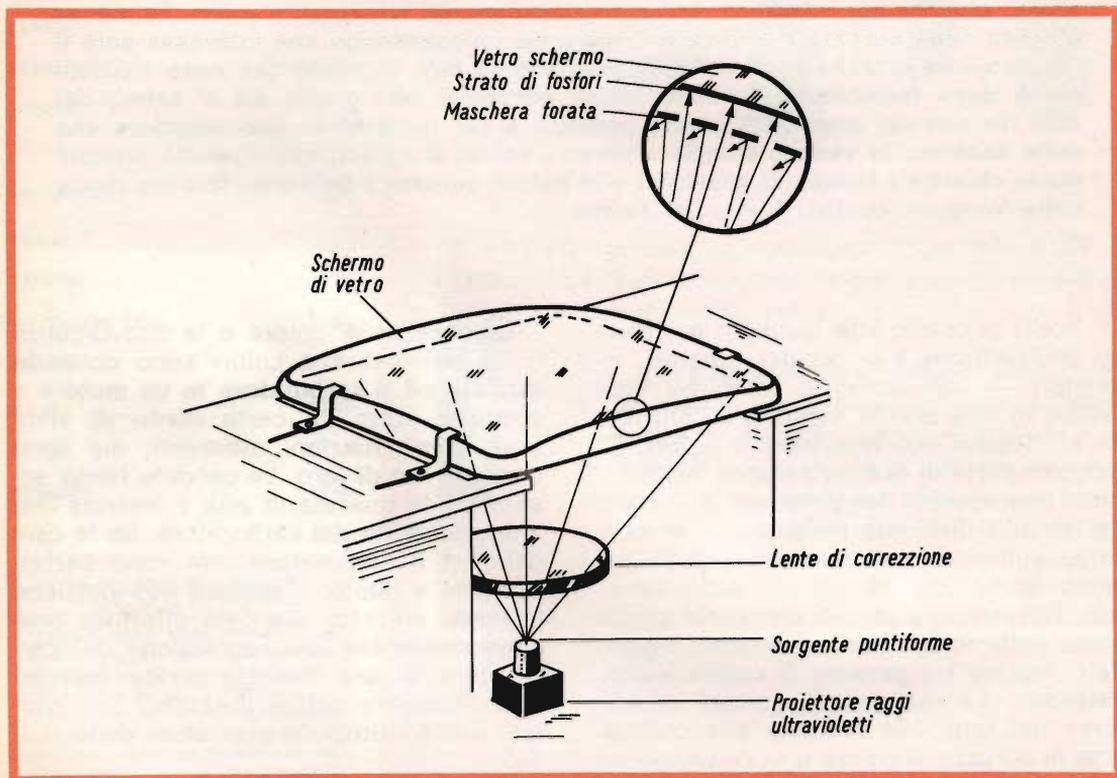



Fig. 1 - Inizio della fabbricazione di un cinescopio a colori. I punti di fosforo colorati vengono fissati allo schermo mediante luce ultravioletta.

dello schermo (questa correzione è necessaria per tener conto di alcune caratteristiche del giogo di deflessione che verranno viste più avanti). Come si può vedere in fig. 1, lo strato sensibile viene colpito dalla sola luce ultravioletta che passa attraverso i fori della maschera. Dove ciò accade, il fosforo viene indurito e rimane applicato in modo permanente alla faccia interna dello schermo. Poichè la luce ultravioletta passa attraverso tutti i fori della maschera, si formerà un punto di fosforo per ogni foro. La parte di fosforo che non è stata esposta viene asportata mediante lavaggio ed il procedimento si ripete per gli altri due fosfori, cambiando ogni volta la posizione radiale della sorgente di luce ultravioletta in modo che ogni volta corrisponda alla posizione che assumeranno i cannoni elettronici nel tubo finito. Siccome la luce passa nei fori della maschera ogni volta con un angolo differente, le triadi di fosfori hanno posizioni diverse a seconda della zona dello schermo in cui si trovano.

Dopo che lo schermo è stato saldato con il cono del cinescopio, i tre cannoni vengono montati in modo assai preciso nel collo del tubo. Ciò garantisce che i tre fascetti elettronici partiranno ognuno dal punto esatto in cui era stata posta la sorgente ultravioletta per la formazione dei punti colorati.

Purezza di colore

Il processo descritto **si inverte** quando il cinescopio è montato nel ricevitore. I cannoni elettronici emettono dei fascetti di elettroni che eccitano i punti di fosforo, i quali a loro volta emettono luce colorata, visibile all'occhio dell'osservatore.

Quando l'immagine a colori non è corretta si dice che la purezza di colore non è esatta: cosa significa questa espressione? Una semplice definizione della purezza di colore è: **nient'altro che rosso sullo schermo quando è in funzione il solo cannone del rosso, e la stessa cosa per il cannone del verde o quello del blu.**

Ciascun cannone (sorgente puntiforme) è sistemato nel cinescopio a colori nella stessa posizione che era stata assunta dalla sorgente UV rispetto allo schermo. Così, quando funziona il cannone del rosso, ad esempio, esso « vede », attraverso i fori della maschera, i fosfori rossi. Questo è vero perchè gli elettroni « rossi » passano attraverso i fori della maschera solamente con angoli « rossi ». Se il cannone del rosso non è puntato correttamente, gli elettroni relativi giungono sulla maschera con angoli errati e colpiscono punti di fosfori sbagliati: ciò causa impurezza di colore.

Il cinescopio a colori forma l'immagine riga per riga e punto per punto mediante la sorgente puntiforme di elettroni. È abbastanza semplice allineare correttamente il cannone in modo che la purezza di colore sia giusta al centro dello schermo (angolo circa nullo o piccolissimo); tuttavia bisognerà considerare cosa avviene agli angoli dello schermo.

La fig. 2 mostra come il giogo di deflessione faccia deviare il fascio elettronico in modo da coprire le zone laterali e gli angoli dello schermo. Dal punto di vista dello schermo è come se il fascio deflesso avesse origine in un punto all'interno del giogo stesso. La posizione di questo centro apparente di deflessione è determinato dal giogo. La fig. 2 illustra anche che il centro di deflessione viene spostato lungo l'asse del cinescopio dal giogo al variare dell'angolo di deflessione. Questa è una caratteristica del giogo. Negli angoli dello schermo, dove l'angolo di deflessione è maggiore, questo punto si trova più vicino allo schermo. Se non vi fossero delle correzioni incorporate nel cinescopio sarebbe impossibile ottenere una purezza di colore uniforme. La tavola di esposizione della fig. 1 rappresentava una grande lente di correzione posta tra lo schermo e la sorgente UV. Questa lente è calcolata in modo da compensare alcune caratteristiche tipiche del giogo, come la sua lunghezza, la forma degli avvolgimenti, l'uniformità del campo, ecc.,

Oltre al giogo vi è un altro componente che controlla la purezza di colore. Esso è formato da **due magneti rotanti** che producono un campo magnetico trasversale al collo del tubo di intensità e direzione variabili, chiamati magneti di correzione della purezza di colore. Un allineamento perfetto dei cannoni durante la fabbrica-

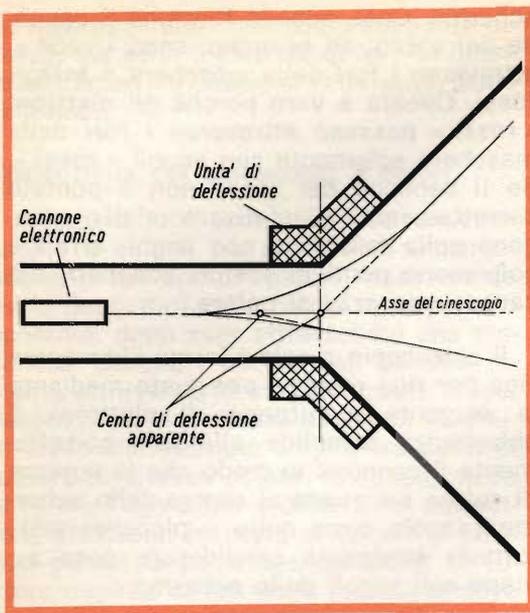



Fig. 2 - Una cosa necessaria per la purezza: il centro apparente di deflessione deve essere spostato per compensare la sfericità dello schermo.

zione non è assolutamente possibile, e questi magneti permettono di effettuare la correzione delle imperfezioni di allineamento. Una seconda funzione, talvolta trascurata, ma invero assai importante, dei magneti di correzione della purezza di colore, è la compensazione dell'**effetto del campo magnetico terrestre**, il quale fa deviare il percorso dei fasci elettronici causando anch'esso impurezza di colore. L'entità di questa impurezza dipende dal posto dove il televisore è installato e da quanto materiale magnetico si trovi nelle sue vicinanze.

Le istruzioni per la messa a punto di un televisore a colori normalmente prevedono che i magneti siano regolati in modo da ottenere la corretta purezza di colore al centro dello schermo con il giogo deliberatamente spostato all'indietro verso l'unità di convergenza. Questa procedura va seguita in quanto, per la regolazione iniziale della purezza di colore, la sola zona suscettibile di essere regolata è la parte centrale dello schermo. I magneti devono quindi essere regolati in modo che i fasci elettronici siano allineati in modo corretto per la zona centrale dello schermo.

Normalmente le regolazioni della purezza di colore si eseguono con il **solo cannone rosso in funzione,** in quanto uno schermo uniformemente rosso rende più facile l'individuazione delle impurezze che non uno schermo verde o blu. Una volta che il fascio rosso è stato posizionato correttamente, normalmente lo sono anche il verde ed il blu. Se vi sono piccoli errori di allineamento tra i tre cannoni, si possono usare i magneti di correzione e spostare il giogo per ottenere il miglior compromesso nella purezza di colore dei tre campi. Inoltre, dato che ogni piccola impurezza è assai più visibile in un'immagine in bianco e nero, le regolazioni necessarie per ottenere il compromesso nella purezza di colore si eseguono con un raster **bianco o grigio.**

Chiunque abbia lavorato con ricevitori televisivi a colori sa che i campi magnetici, siano essi quello terrestre o quelli dovuti a bobine od a magneti permanenti prossimi al cinescopio, influenzano la purezza di colore. Per esempio, la maschera interna del cinescopio è fatta di materiale ferroso; se essa viene magnetizzata, il campo risultante fa variare l'angolo dei fasci elettronici, producendo quindi impurezza di colore. Una opportuna bobina di smagnetizzazione evita queste impurezze, eliminando i campi magnetici dal telaio e dal mobile. Ogni volta che il ricevitore viene spostato, esso è sottoposto a componenti diverse del campo magnetico terrestre, che fanno variare la purezza di colore.

Per questa ragione le regolazioni della purezza di colore devono venir effettuate sul ricevitore nella sua posizione definitiva di installazione. **I televisori a colori più moderni posseggono un circuito automatico di smagnetizzazione, che entra in funzione ogni volta che si accende il ricevitore stesso.**

Questi ricevitori, se regolati correttamente, possono venir spostati senza che il campo magnetico terrestre abbia influenza sulla purezza di colore. Tuttavia, il ricevitore va smagnetizzato, o manualmente od automaticamente, prima che venga eseguita la regolazione della purezza di colore. Se non si effettua questa smagnetizzazione preliminare, si può tro-

vare una posizione del giogo e dei magneti di correzione che sembrano dar luogo ad un'immagine accettabile. Quando però si esegue la smagnetizzazione (manuale od automatica), la purezza di colore risulterà errata.

Convergenza

Mentre la purezza è una funzione puramente statica, la convergenza contiene elementi statici e dinamici. Il tempo non è un fattore della purezza di colore, in quanto non ha importanza quale triade di fosfori sia eccitata; una volta eseguite le regolazioni della purezza esse rimangono corrette senza alcuna relazione con la velocità di scansione dei fascetti elettronici che colpiscono i fosfori.

Ciò non vale per la convergenza. La fig. 3 mostra due proiettori montati su una tavola e puntati su uno schermo. Ogni proiettore ha un filtro, il primo rosso ed il secondo verde: quando essi sono puntati sul centro dello schermo, i loro fasci luminosi convergono in un solo punto luminoso giallo. Quando la tavola è ruotata leggermente verso destra, i fasci convergono **più del necessario** (linee punteggiate) e formano due immagini separate rossa e verde sullo schermo. Si noti che la posizione relativa dei due proiettori non è variata; è cambiata solo la direzione in cui è puntata la tavola (in funzione del tempo). Il solo modo per riottenere la convergenza dei fasci luminosi nella zona laterale dello schermo è di variarne la posizione angolare relativa.

Nel cinescopio a colori i cannoni ed i fascetti elettronici si comportano in modo analogo. All'inizio la regolazione della convergenza fa convergere i fasci nel centro dello schermo. Quando il giogo provoca la deflessione dei fasci — funzione paragonabile alla rotazione della tavola di fig. 3 — i fasci non convergono più (cioè non colpiscono più i fosfori relativi) simultaneamente ai lati dello schermo. Durante ogni intervallo di tempo in cui il cinescopio a colori è in funzione, i suoi fasci elettronici sono deviati dal giogo. Come si doveva variare la posizione relativa dei proiettori per ottenere la convergenza dei fasci luminosi, così si devono variare gli angoli di deflessione dei fascetti elettronici nel cinescopio in modo che questi colpiscano i punti corretti dei fosfori. **Si vede quindi che il tempo è un fattore della convergenza.**

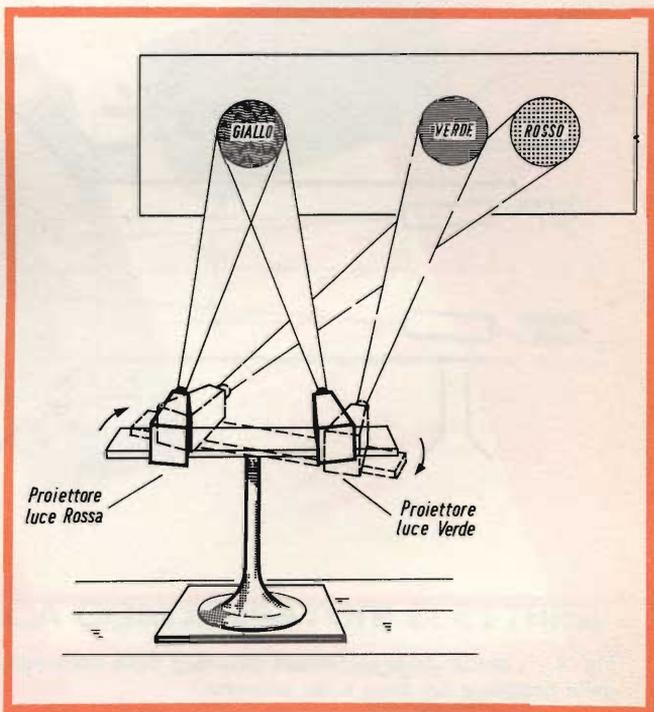



Fig. 3 - I proiettori simulano l'azione dei fasci elettronici in un cinescopio a colori, mostrando perché sia necessaria la correzione della convergenza.

La fig. 4 illustra gli errori di convergenza in un cinescopio a colori. Ciascun cannone elettronico è inclinato verso il centro dello schermo in modo che i fasci convergano esattamente nel centro dello schermo. Nelle altre parti dello schermo la convergenza viene ottenuta rispetto al centro. In un cinescopio l'angolo di inclinazione dei cannoni elettronici è di circa 1° (in fig. 4 questo angolo è stato esagerato per chiarezza).

Per la regolazione della convergenza al centro dello schermo si usano magneti che permettono di correggere i piccoli errori nel posizionamento meccanico dei cannoni che si possono avere durante la fabbricazione del cinescopio. Regolando correttamente questi magneti si ottiene che i fasci rosso e verde della figura convergano in un punto di luce gialla al centro dello schermo.

Si osservi ora cosa avviene quando i fasci vengono deviati verso una zona laterale dello schermo, ad esempio di un angolo di 30°. Poiché i due cannoni sono puntati verso il centro dello schermo formando un certo angolo con l'asse del cinescopio, ciascun fascio viene deflesso di un angolo diverso. Inoltre essi devono coprire una distanza maggiore rispetto a quella che dovevano coprire per raggiungere il centro dello schermo. Dato che i fasci convergevano sulla maschera nel centro dello schermo, dovendo essi percorrere una distanza maggiore convergeranno ora **prima di raggiungere la maschera.** I fasci cadono quindi sullo schermo come due punti distinti e provocano **due punti luminosi diversi, uno rosso ed uno verde.**

I punti di fig. 5 rappresentano il modo di raggiungere lo schermo dei fasci elettronici prima della correzione. Le frecce indicano le direzioni secondo le quali i fasci devono essere spostati perchè essi convergano in quella particolare zona dello schermo. Dato che i tre fasci devono anzitutto convergere al centro dello schermo, **le correzioni iniziano da questa zona.**

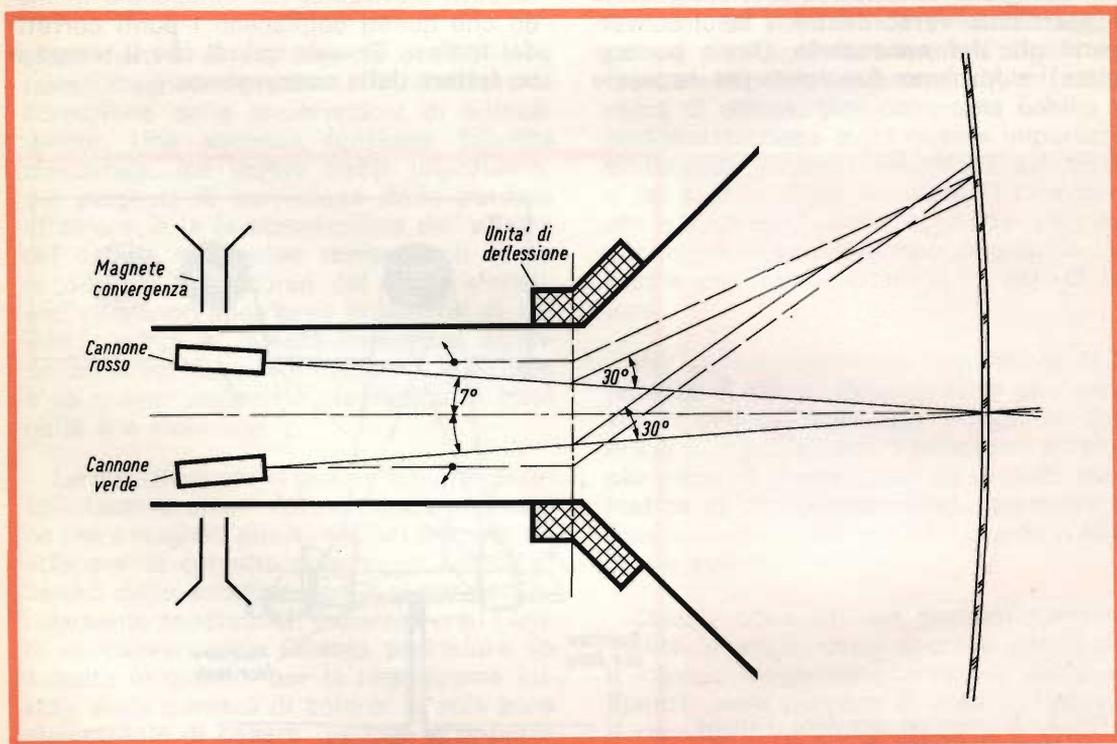



Fig. 4 - L'entità della correzione dinamica della convergenza necessaria dipende in ogni istante dalla posizione dei fasci sullo schermo.

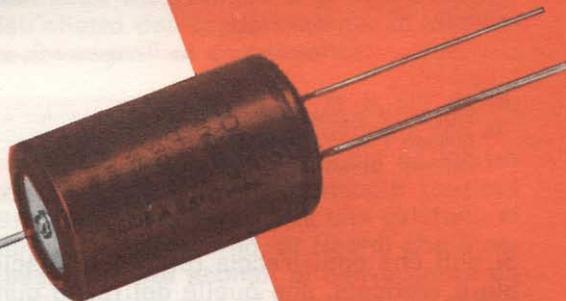
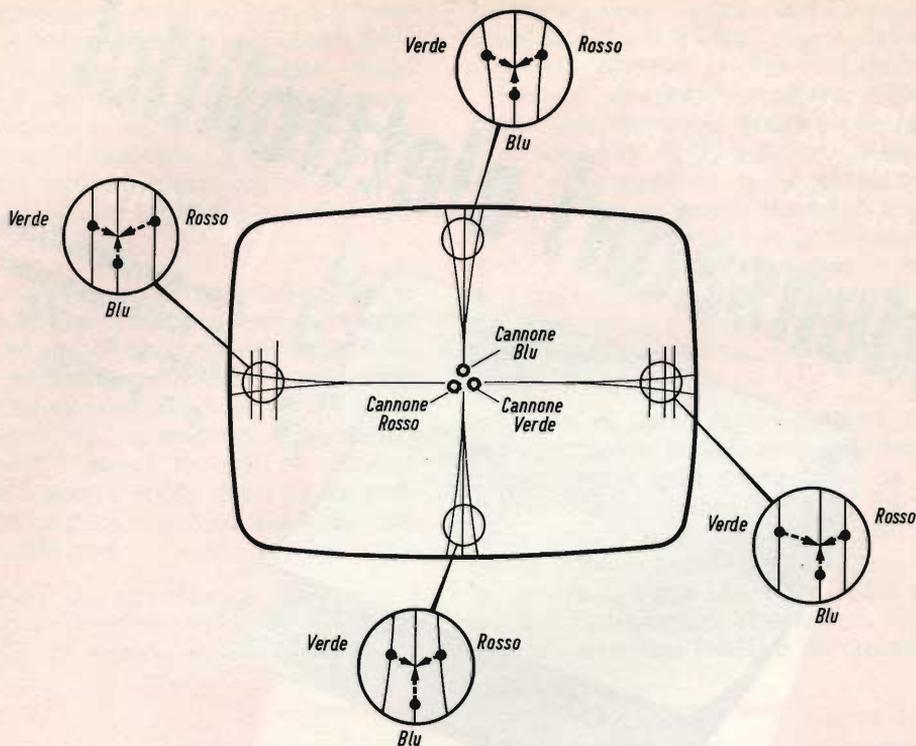



Fig. 5 - Il segnale di convergenza dinamica è un'onda parabolica che applica una correzione zero quando i fasci sono al centro dello schermo. L'entità della correzione cresce quando i fasci sono deflessi verso gli angoli dello schermo.

Si noti che ogni freccia relativa al fascio blu **è verticale,** che quelle del rosso puntano verso il basso a sinistra e che quelle del verde verso il basso a destra. Ciò significa che qualunque sia la zona dello schermo dove si vuole effettuare la correzione della convergenza, la direzione dello spostamento di ciascun fascio è sempre la stessa. Le frecce sono di diversa lunghezza, in quanto la correzione necessaria nei vari punti dello schermo è di diversa entità.

Circuiti di convergenza

Supponiamo che l'angolo dei cannoni di fig. 4 sia regolabile da 4° a 7°. Quindi, indipendentemente dalla deflessione del giogo, si può regolare leggermente l'angolo di deflessione di ciascun cannone. La deflessione totale sarà allora la somma vettoriale della deflessione del giogo più l'angolo dei cannoni. L'unità di convergenza dinamica ha questo compito, non per azione meccanica, ma per azione elettromagnetica: **essa varia leggermente la direzione del percorso dei fasci elettronici.** Le correnti di correzione nelle bobine dell'unità di convergenza sono regolate elettronicamente in modo da ottenere una riduzione dell'angolo di inclinazione dei cannoni rispetto a quello meccanico dovuto alla fabbricazione del cinescopio. Si ricordi che ogni correzione tende a deviare i fasci **verso l'esterno** rispetto all'asse del cinescopio, in quanto la tendenza è di convergere prima di raggiungere lo schermo. Poichè gli errori di convergenza variano con la posizione dei fasci lungo il cinescopio, cioè sono di natura dinamica, anche le correzioni dovranno essere dinamiche

(come si è già detto, il tempo è un fattore che entra nella convergenza).

In un ricevitore a colori i circuiti di deflessione verticale ed orizzontale forniscono la potenza necessaria per il funzionamento della unità di convergenza. **La forma d'onda fondamentale di correzione è una parabola appiattita, che ha valore zero al centro di ogni ciclo ed ha un picco sia all'inizio che alla fine di ogni periodo di deflessione.** Poichè la correzione della convergenza per ogni fascio è esercitata sempre nella stessa direzione agli estremi dello schermo, i due picchi della parabola defletteranno il fascio nella direzione richiesta.

Come mostra la fig. 5, anche per lo stesso fascio sono necessarie correzioni diverse dal basso all'alto e da sinistra a destra, ma sempre nella stessa direzione. Al centro dello schermo non è necessaria alcuna correzione dinamica (punto di zero della parabola). I circuiti di convergenza di un ricevitore modificano la forma della parabola fondamentale cosicchè i due picchi possono essere regolati in ampiezza.

Molti manuali d'istruzione per la regolazione iniziano così:
Si regoli la convergenza lungo una linea verticale al centro dello schermo ignorando gli errori che appaiono sia a destra che a sinistra.

Perché si usa questo procedimento? Lungo una linea verticale che passi per il centro dello schermo non è applicata a nessun fascio la deflessione orizzontale; i tre fasci convergono sia per l'inclinazione meccanica dei cannoni, sia per la azione dei magneti di convergenza, verso il centro.

L'unico errore di convergenza che si può avere lungo questa linea verticale è dovuto solamente alla deflessione verticale dei fasci. Si usa un metodo simile per la convergenza orizzontale. Così, per una migliore visibilità degli errori durante la regolazione, si può avere una separazione degli errori verticali ed orizzontali. La convergenza negli angoli è più complessa. I fasci arrivano, negli angoli, in un punto determinato dalla somma vettoriale della distanza orizzontale e verticale di ciascun cannone dallo schermo; ciò significa che il punto dove il fascio colpisce lo schermo è determinato sia dall'angolo orizzontale che da quello verticale. La correzione di convergenza invece viene applicata sotto forma di un solo campo magnetico che è la semplice somma delle correzioni orizzontale e verticale.

Per ottenere la correzione perfetta degli errori di convergenza sarebbe necessario un circuito assai complesso, costoso e di difficile regolazione. Un circuito di questo tipo non si può usare nei ricevitori televisivi. Si tollera allora un piccolo, errore negli angoli, quando le linee centrali verticale ed orizzontale sono perfettamente regolate. Inoltre può essere impossibile ottenere l'esatta forma d'onda richiesta da una combinazione giogo-cinescopio, in qualche piccola zona dello schermo. In pratica si eseguono le correzioni di convergenza in modo da ottenere il miglior compromesso.

I magneti per la convergenza statica hanno due importanti funzioni: la correzione magnetica delle imperfezioni di allineamento meccaniche e la cancellazione dell'effetto dell'accoppiamento in alternata dei segnali di convergenza.

Questi magneti, come si è già detto, correggono i piccoli spostamenti dell'allineamento angolare dei cannoni ed inoltre annullano l'effetto delle piccole tensioni dinamiche di convergenza che esistono al centro dello schermo. **Si ricordi che è necessario avere segnali di convergenza dinamici pari a zero al centro dello schermo in quanto, essendo i vari segnali accoppiati in alternata, essi hanno andamento sia positivo che negativo rispetto allo zero.**

Ciò significa che se il fascio è spostato a destra negli angoli dello schermo, esso sarà spostato a sinistra al centro.

I magneti per la convergenza statica sono usati anche per eliminare questi effetti indesiderati della convergenza dinamica al centro.

Vi è anche un altro controllo di convergenza — il magnete laterale del blu. Questo controllo statico è usato principalmente per correggere il non allineamento

dei cannoni mediante lo spostamento orizzontale del fascio blu in modo da portarlo ad intercettare i fasci convergenti rosso e verde (alcuni ricevitori usano anche un controllo laterale dinamico del blu per migliorare la convergenza generale).

Vi è un altro punto, che non abbiamo trattato. La convergenza statica dev'essere ragionevolmente regolata prima di effettuare la correzione della purezza di colore, senza tener conto del fatto che i tre campi possano essere impuri: **è più importante avere i fasci convergenti nel centro dello schermo, all'inizio delle regolazioni.**

L'interazione dei circuiti di convergenza dinamica con la purezza di colore è stata minimizzata dai fabbricanti di cinescopi. Il segnale di convergenza dinamica riduce l'angolo dei cannoni per ottenere la convergenza, ma nello stesso tempo sposta i fasci dal punto che rappresenta la « sorgente puntiforme ». Come si è già detto, ciò produce impurezza di colore.

Il sistema di lenti della tavola di esposizione è progettato in modo da tener conto di questa interazione. La « sorgente puntiforme » apparente per gli angoli dello schermo è spostata in modo da coincidere con lo spostamento provocato dai segnali di convergenza. Quindi, quando si applica il corretto segnale di correzione di convergenza per gli angoli dello schermo, il fascio elettronico « spostato » passerà esattamente attraverso il centro di deflessione « spostato ».

In conclusione, purezza e convergenza sono fattori separati nel funzionamento di un cinescopio a colori. Come le candele ed il carburatore di un motore a benzina, benché separati, sono correlati dal fatto che essi agiscono su un terzo elemento comune, l'emissione dell'energia contenuta nel carburante, così questi due elementi, purezza e convergenza, sono legati dalla formazione di un'immagine corretta nel cinescopio a colori. Così come una cattiva regolazione del carburatore riduce le prestazioni delle candele, una sregolazione dei circuiti di convergenza può causare una scarsa purezza di colore.

L. C.

Con lo sviluppo dei componenti a circuito integrato avanza contemporaneamente la tecnologia degli strumenti necessari a controllare i processi di fabbricazione. Una casa inglese ha recentemente presentato uno strumento adatto a misurare i sottili spessori dei depositi di semiconduttore che formano il circuito. Lo strumento chiamato « Talystep », ha un potere risolutivo di 5 Angstrom. Il suo funzionamento è basato sull'azione di una sonda a punta di diamante che esplora la superficie da misurare. Questa misura, amplificata elettronicamente, è relativa alla differenza tra la superficie esplorata e lo strato sottostante. Naturalmente la pressione della sonda è limitata a pochi milligrammi per evitare di danneggiare il componente in esame.

Anche l'Italia avrà la sua nave a propulsione nucleare! La decisione è maturata nei mesi scorsi, dopo che un gruppo di esperti ha valutato per lungo tempo le caratteristiche dei vari tipi di reattori dal punto di vista tecnico e della sicurezza. Dal punto di vista economico sono stati esaminati i costi di costruzione e le capacità di lavoro dell'industria nazionale che potrà costruire l'intero scafo ed almeno il 90% della parte nucleare.
L'apparato propulsivo sarà costituito da un reattore da 80 MW moderato e raffreddato ad acqua naturale in pressione, capace di fornire all'asse una potenza di 22.000 HP.
Le altre caratteristiche della nave, che verrà chiamata « Enrico Fermi » in onore del grande scienziato, sono: lunghezza 175 metri, dislocamento massimo 18.000 tonnellate, velocità 20 nodi.
Concepita come unità di supporto logistico, questa nave permetterà di raccogliere utili esperienze nel settore nucleare, oltre all'addestramento di personale qualificato.
L'esercizio sarà affidato alla Marina Militare.

AMPLIFICATORE HI-FI DA 20 W A TRANSISTOR

Abbiamo creduto opportuno pubblicare anche questo nuovo progetto di amplificatore da 20 W a transistor perchè esso è in grado di dare eccellenti prestazioni. L'interesse di questi amplificatori sta nei componenti sempre nuovi che vengono usati per migliorarne le caratteristiche.

A differenza dei circuiti fino ad ora trattati, in questo che stiamo per descrivere si fa uso di un trasformatore pilota. Esso elimina la necessità di avere nel circuito un transistor duplicatore di fase in quanto questo compito è svolto dagli avvolgimenti bilanciati del secondario del trasformatore. La bassa resistenza di questi avvolgimenti riduce di molto l'effetto delle correnti di fuga sulle correnti stazionarie dei transistor. Questo dà una ottima stabilità di temperatura anche quando si usano transistor d'uscita al germanio.

Lo schema completo dell'amplificatore è riportato in fig. 1. Da qui si può vedere che il primo stadio è uno stadio convenzionale ad emettitore comune seguito da uno stadio ad « emitter-follower » ad accoppiamento diretto. Questo pilota il trasformatore pilota e lo stadio finale a bassa impedenza.

Le dimensioni del dissipatore richiesto per i transistor finali dipendono dalla gamma della temperatura ambiente, dal tipo di transistor finale e dal tipo d'impiego che se ne intende fare.

Per esempio la prova più severa è per i transistor al germanio provati in condizioni di corrente a pieno carico con un carico reattivo e con una temperatura ambiente alta.

Piuttosto di dover incontrare difficoltà per le dimensioni dei dissipatori, si consiglia di usare per lo stadio finale, dei transistor al silicio con i quali non si hanno questi problemi.

Per normali impieghi domestici con altoparlanti, la scelta dei più economici transistor al germanio è perfettamente soddisfacente. Infatti i transistor al germanio di solito danno una minore distorsione a causa della loro migliore linearità.

Per questo motivo sono riportati due circuiti finali; in fig. 2 si può vedere lo stadio finale con transistor al silicio N-P-N. La polarità dell'alimentazione è invariata,

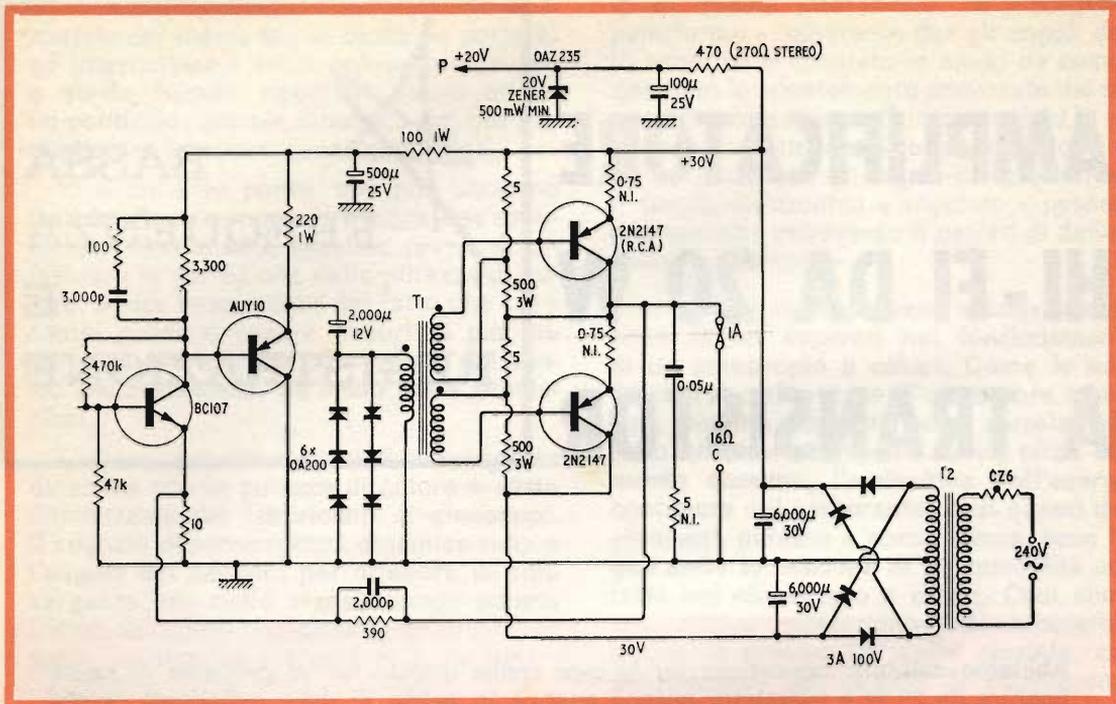



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza. Il trasformatore di alimentazione deve avere le seguenti caratteristiche al secondario: 25 V - 0 - 25 V con 2 A; i diodi del circuito alimentatore sono del tipo da 3 A - 100 V di picco (per esempio tipo BYZ 13). I = ingresso; P = al preamplificatore; NI = non induttiva. I 30 V sono misurati a carico. Il carico c è di 16 Ω.

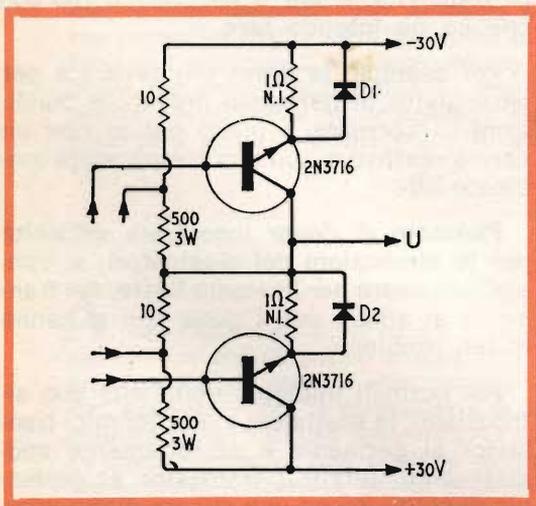



Fig. 2 - Circuito finale con transistor di potenza al silicio che può essere sostituito allo stadio finale dello schema di fig. 1. I diodi D_1 e D_2 sono al silicio da 1 A (per esempio tipo BYX 22-200). U = all'uscita.

così che lo stesso alimentatore può pilotare entrambe le combinazioni.

Il telaio dell'amplificatore può fare da buon dissipatore per i due circuiti, sebbene non sia consigliabile provare il circuito con i transistor al germanio in condizioni di pieno carico che per brevi periodi.

Protezione dello stadio finale

La protezione degli amplificatori a transistor sotto carico è uno dei fattori che ha, in passato, limitato l'uso di questi componenti.

Tutti quelli che hanno fatto qualche esperienza con degli stadi finali di potenza, sanno l'estrema velocità con la quale i transistor finali possono essere distrutti. Anche per la realizzazione di questo progetto, si sono dovuti sacrificare diversi transistor prima di arrivare alla conclusione del problema.

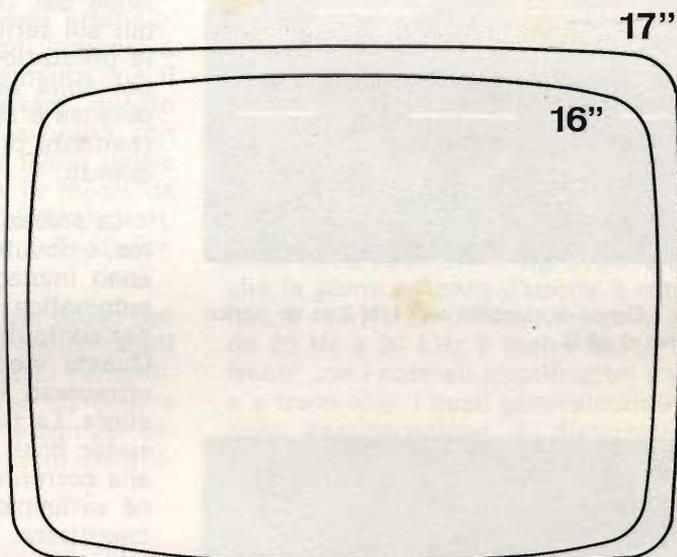
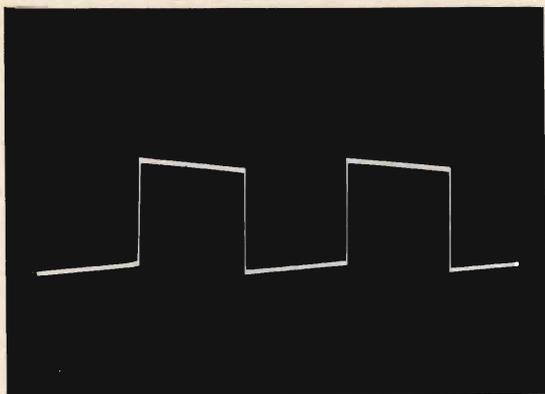



Fig. 3 - Curva di risposta dell'amplificatore a 100 Hz (onde quadre) con un carico resistivo di 16 Ω.

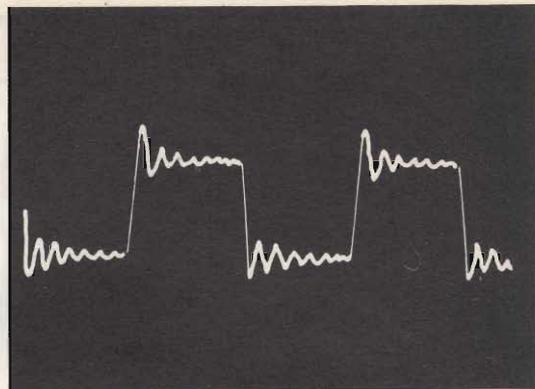



Fig. 6 - Curva di risposta a 10 kHz con un carico formato da una capacità pura di 0,47 μF.

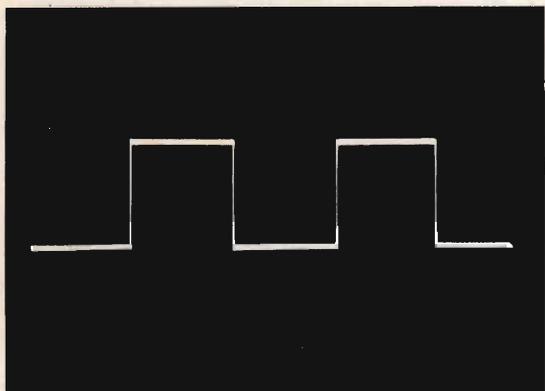



Fig. 4 - Curva di risposta a 1 kHz con un carico resistivo di 16 Ω.

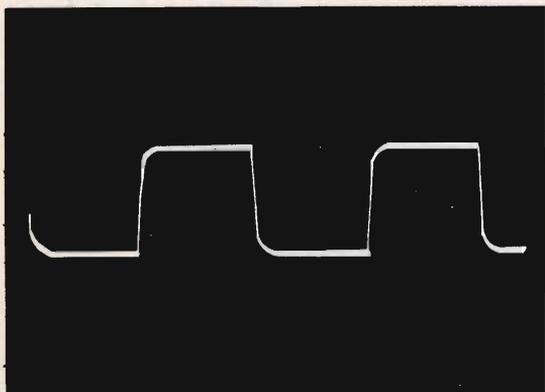



Fig. 5 - Curva di risposta a 10 kHz con un carico resistivo di 16 Ω.

Il sistema di protezione usato nell'amplificatore è il miglior compromesso che si è trovato pur mantenendo un prezzo ragionevole. Si è cercato di dare una protezione del 100% ai cortocircuiti accidentali sui terminali dell'altoparlante. Anche le prestazioni con altoparlanti elettrostatici sono buone, e nessun transistor di potenza è stato danneggiato per la bassa reattanza di tali altoparlanti alle alte frequenze.

La protezione è fatta in due parti. La prima, è dovuta al fatto che i transistor finali sono impiegati per dare una limitazione automatica di corrente con circa il 130 per cento della corrente di uscita di picco. Questo viene attuato dai diodi collegati attraverso il primario del trasformatore pilota. La tensione di pilotaggio dei transistor finali è direttamente proporzionale alla corrente di carico dovuta alla tensione sviluppata attraverso le resistenze di emettitore. Quindi limitando la tensione pilota di picco, automaticamente si limita la corrente di picco di uscita disponibile.

La seconda linea di protezione è quella dei fusibili convenzionali. Il fusibile viene posto sul collegamento di uscita dell'altoparlante ed è necessario per prevenire una dissipazione troppo elevata dei transistor finali, in modo particolare alle basse frequenze. Se l'amplificatore è pilotato a vuoto, durante un cortocircuito, la dissipazione di potenza nei transistor finali sa-

rà alta anche con la corrente limitata disponibile. Per prevenire rotture, è perciò necessario rimuovere il cortocircuito prima che la temperatura del transistor di uscita raggiunga limiti eccessivi.

Un fusibile standard a fusione rapida dà una buona protezione e fonde in meno di mezzo secondo in condizioni di pieno pilotaggio e di cortocircuito. Con transistor al silicio in uscita questo fusibile può anche essere omesso, ma è prudente lasciarlo dato il costo elevato dei transistor di potenza.

Prestazioni

Le prestazioni finali dell'amplificatore sono buone ed equivalgono a quelle dei migliori amplificatori a valvole.

La risposta ai transitori è molto più « pulita » di quella dei migliori amplificatori a valvole, ma la differenza, in verità, è molto leggera. Non si avverte comunque il cosiddetto « suono dei transistor ». Siccome lo stadio finale lavora effettivamente in classe A per piccoli ingressi e la distorsione aumenta lentamente con il pilotaggio, ci si può aspettare questo effetto. Molti amplificatori lavorano con stadi finali in classe B con livelli molto bassi di corrente di riposo in modo da economizzare sul progetto dei dissipatori. Questo porta ad un aumento della distorsione a basso livello.

Nessun accorgimento è stato preso per ottenere dei tempi di salita molto rapidi per l'amplificatore — dopo tutto l'amplificatore è stato progettato per riprodurre la gamma di frequenze audio e non per essere un trasmettitore. I circuiti di stabilizzazione sono perciò progettati per dare il migliore bilanciamento fra la distorsione alle alte frequenze e la stabilità e il tempo di salita fu lasciato come ultima cosa.

Anche così i risultati sono molto buoni come si può vedere dalle prove, effettuate con le onde quadre, mostrate nelle figg. 3 - 6.

La caduta a 100 Hz è dovuta alle dimensioni del condensatore d'ingresso dell'amplificatore. Questa caduta non è importante come si può vedere dalla risposta in frequenza di fig. 7.

Le prove con le onde quadre alle frequenze più alte sono molto soddisfacenti, il tempo di salita è di circa 3,5 μs. Il fattore più importante della stabilità alle alte frequenze deve essere adeguato al caso peggiore di un carico a capacità pura (in questo caso circa 0,5 μF), esso dà delle oscillazioni smorzate.

Il circuito sul collettore del primo transistor taglia il guadagno all'estremità delle alte frequenze della gamma e contribuisce alla stabilizzazione dell'amplificatore.

Le costanti di tempo scelte nel circuito sono circa ottime, siccome la distorsione alla piena potenza d'uscita è solo circa 0,4% a 32 kHz. Le caratteristiche di distorsione sono riportate in fig. 8, dove si vede che la piena potenza d'uscita è ottenibile fino a 40 kHz. La distorsione sulla gamma da 20 Hz a 20 kHz è molto bassa in confronto con i normali amplificatori a valvole e a transistor, i quali generalmente hanno delle caratteristiche di distorsione che salgono rapidamente alle estremità della

Fig. 7 - Curva di risposta dell'amplificatore di potenza, in ascissa è riportata la frequenza in Hz e in ordinata il guadagno relativo in dB. Le frecce indicano la gamma di frequenze udibili.

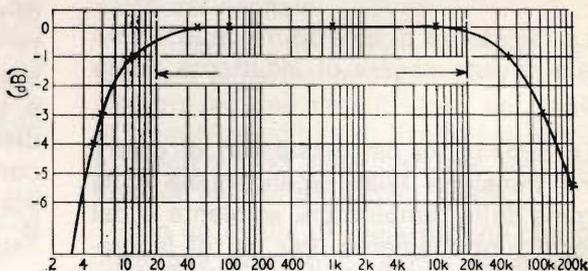
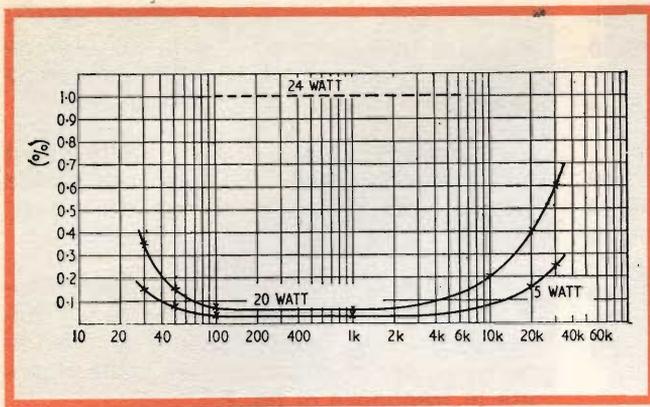



Fig. 8 - Caratteristiche di distorsione dell'amplificatore e del preamplificatore con un carico resistivo di 16 Ω, a 20 W di uscita e a 5 W di uscita; in ascissa è riportata la frequenza in Hz e in ordinata la distorsione in %.

gamma udibile. In verità pochi amplificatori sono in grado di dare una piena potenza d'uscita a 20 kHz.

Per ottenere queste prestazioni è necessario avere un alimentatore ben regolato in modo che la tensione sia mantenuta sotto le condizioni di piena potenza. Dopo diverse prove con diversi circuiti, si è deciso di usare un alimentatore con un filtro capacitivo all'ingresso. Con un trasformatore di dimensioni adeguate, la regolazione può essere tenuta a circa 5 V di scarto.

Note costruttive

Il trasformatore pilota è avvolto con 200 spire di filo da 0,32 in trifilare su un nucleo di circa 9 cm². L'avvolgimento è stato fatto in trifilare, cioè i tre fili sono stati avvolti assieme sul nucleo e il più serrati possibile tra di loro.

Questo metodo di avvolgimento dà un valore estremamente basso di induttanza di fuga e in pratica è trascurabile.

Le resistenze di emettitore dello stadio finale devono essere di induttanza molto bassa.

Le dimensioni dei dissipatori di calore per i transistor finali dipenderanno dalla gamma della temperatura ambiente e dal tipo di funzionamento. Per usi di laborario sarebbe consigliabile usare dissipatori aventi una capacità termica migliore di 3 °C/W, ma questo non è necessario di regola per riproduzioni musicali.

A questo scopo sarà adatto un dissipatore di circa 8 cm² di alluminio annerito da 3,2 mm di spessore. Un'altra alternativa è data nell'unire la piastrina di alluminio annerito al telaio dell'amplificatore; in questo caso è essenziale mettere una sottile lamina di mica e del grasso al silicone tra la piastrina e il telaio, come isolante, per prevenire cortocircuiti.

La stabilità termica dello stadio finale viene rilevata con un millivoltmetro attraverso una delle resistenze di emettitore.

Questa tensione non dovrebbe superare 100 mV quando l'amplificatore non è pilotato dopo un periodo di funzionamento con un carico corretto.

Se questo valore viene superato, c'è il rischio che ne derivi un rapido aumento termico, e questo vuol dire che il dissipatore non è adeguato al suo compito.

Si devono prendere alcune precauzioni per il cablaggio per evitare effetti dannosi di reazione. In particolare si devono tenere più corti possibile i collegamenti di emettitore e collettore dello stadio finale e più vicini possibile i condensatori di disaccoppiamento e di stabilizzazione. Più corti sono i collegamenti che portano questa elevata corrente del circuito classe B, migliori saranno le forme d'onda.

B. F.

(Da « Wireless World » 6611)

CACCIA AI RUMORI NEI REGISTRATORI DI ALTA FEDELTA'

BASSA FREQUENZA E REGISTRAZIONE

Parte I

Ci proponiamo con questo articolo e con un altro che pubblicheremo nel prossimo numero, di dare un panorama delle cause più frequenti che possono provocare rumori e disturbi nei registratori ad alta fedeltà. In questa prima puntata ci soffermeremo sui rumori provocati da valvole difettose, cavetti di collegamento in posizioni errate, schermature mal effettuate, alimentazione rumorosa.

In tutti i complessi musicali, sia che si tratti di un giradischi o di un registratore, il rapporto fra il segnale utile e i rumori parassiti di ogni genere è molto importante. Con i dispositivi di qualche tempo fa, si potevano ammettere dei fruscii, dei rumori, dei ronzii che si producevano in modo particolare durante i periodi di riposo e di ascolto a basso volume; oggi le cose sono cambiate, gli amatori hanno l'orecchio delicato e ci si è abituati ai dispositivi detti ad « alta fedeltà ».

Le qualità di una buona apparecchiatura si manifestano con i perfezionamenti dei suoi elementi meccanici; si hanno così da considerare le qualità elettriche ed elettroacustiche, la risposta in frequenza, la distorsione e il rapporto segnale-disturbo.

Quest'ultimo è il più importante dei tre ed è probabilmente la caratteristica che merita la maggior attenzione da parte dell'utilizzatore.

Non è necessario essere molto competenti e di effettuare delle prove molto lunghe per capire se un registratore possiede delle caratteristiche eccellenti, medie o mediocri, e se i rumori e i ronzii hanno un livello sufficientemente basso, rispetto a quello del segnale utile.

Questo problema si pone piuttosto al momento della riproduzione, perchè la testina fornisce un segnale a frequenza udibile di livello molto basso. È più difficile mantenere il livello di rumore e di ronzio prodotto dal sistema di amplificazione a un livello sufficientemente inferiore al di sotto del segnale.

Al momento della registrazione, al contrario, è generalmente possibile ottenere all'ingresso dell'amplificatore un segnale di frequenza udibile di livello più elevato, a condizione di non utilizzare un microfono di sensibilità troppo bassa.

Con un livello di registrazione che produce una distorsione armonica dell'ordine del 3 %, un registratore ad alta fedeltà dovrà permettere di ottenere un rapporto

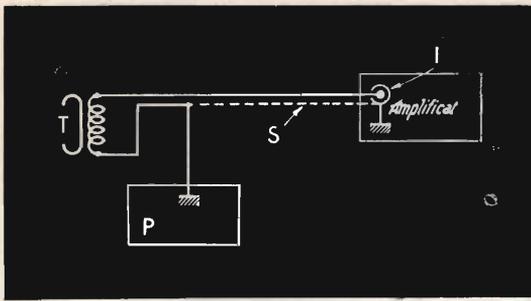



Fig. 1 - Collegamento di massa fra la testina e l'amplificatore. T = testina di riproduzione; S = = schermatura; I = presa d'ingresso dell'amplificatore; P = piastra del registratore.

segnale-rumore o dinamico dell'ordine di 55 dB al momento della riproduzione. Se si prende per base una distorsione armonica del 2 % solamente, questo livello può essere ridotto di 3 dB e può essere così dell'ordine di 52 dB. Se il livello di riferimento è ancora più basso per la distorsione armonica e dell'ordine dell'1 % solamente, il livello segnale disturbo può ancora essere ridotto di 3 dB e si abbasserà a 49 dB.

È possibile in generale verificare molto rapidamente, in modo quantitativo il rumore di fondo prodotto da un registratore ordinario, utilizzando l'apparecchio con un nastro preregistrato a basso livello. I rumori parassiti e i ronzii prodotti dal complesso devono essere dello stesso ordine in confronto al segnale utile di un sintonizzatore FM o di un giradischi; nel caso più sfavorevole, il rumore proveniente da un registratore non deve essere maggiore rispetto al segnale musicale di un sintonizzatore o di un giradischi.

Un altro modo per verificare il rumore di fondo consiste nell'impiegare, al momento della riproduzione, un nastro nuovo. Se il rumore dominate è costituito dal fruscio del nastro, cosa questa che può essere controllata ascoltando il suono prodotto dal solo amplificatore, col sistema dello svolgimento fermato e con il nastro in movimento, il complesso possiede un rapporto segnale-rumore di riproduzione soddisfacente.

È anche utile verificare la produzione di rumore di fondo al momento della registrazione e si deve effettuare, in questo caso, una registrazione utilizzando una sorgente a livello elevato, per esempio un sintonizzatore FM o un microfono. Più la sensibilità del microfono è grande, vale a dire più si produce un segnale intenso per un livello sonoro determinato, più il rapporto del segnale-rumore sarà elevato.

Si deve provare, per questo effetto, un microfono avente una sensibilità media di circa —55 dB e su una gamma di frequenza abbastanza ridotta; al momento della riproduzione, il rapporto segnale disturbo deve essere circa uguale a quello prodotto da un sintonizzatore o da un giradischi.

Un registratore a nastro che, quando è nuovo, possiede sotto questo rapporto una qualità notevole, può diventare difettoso con il suo impiego.

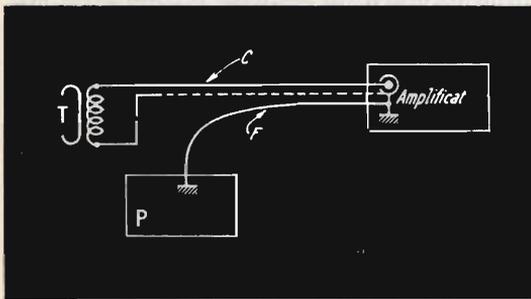



Fig. 2 - Altro metodo di collegamento di massa fra la testina e l'amplificatore. T = testina di riproduzione; C = cavo schermato; F = filo di massa collegato al telaio dell'amplificatore; P = piastra del registratore.

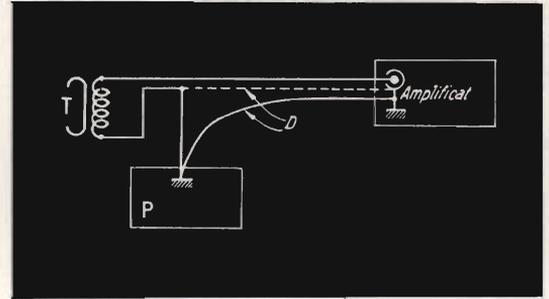



Fig. 3 - Metodo di collegamento di massa non consigliabile. T = testina di riproduzione; D = doppio collegamento di massa; P = piastra del registratore.

È bene precisare i metodi pratici che si possono impiegare per migliorare questo rapporto, che condiziona la qualità musicale ottenuta.

La selezione dei tubi elettronici

Il numero di registratori equipaggiati con dei transistor e, in particolare, degli apparecchi portatili, aumenta costantemente; ma ci sono ancora parecchi modelli di qualità equipaggiati completamente o in parte, con dei tubi elettronici.

Dei tubi del tipo dato, come pure dei transistor non hanno sempre esattamente le stesse caratteristiche, di un elemento o l'altro, quando essi sono fabbricati in serie, a causa delle tolleranze inevitabili di fabbricazione.

Questo perchè da un tubo all'altro, si possono constatare delle variazioni di produzione, di rumore, di ronzio e questo fatto è anche frequente con i transistor.

Sotto questo rapporto, il tubo più importante del complesso, evidentemente è quello che si trova nel primo stadio d'amplificazione, perchè i rumori e i ronzii vengono amplificati dagli stadi successivi. Per ridurre al minimo i rumori parassiti, è dunque bene avere a disposizione tre o quattro valvole del tipo conveniente per poterle provare successivamente.. Sulla maggior parte degli amplificatori, si trova, allora, lo stesso tipo di valvole utilizzate sulla maggior parte degli stadi, di modo che si può avere a disposizione un piccolo stock limitato di elementi utili.

È sufficiente in generale un controllo a orecchio per eliminare un tubo che produce un ronzio o un fruscio; ma per effettuare una selezione precisa fra i diversi tubi che producono dei rumori, in cui il livello differisce solo di qualche decibel, può essere necessario misurare il livello di uscita dell'ampplificatore con un voltmetro elettronico per determinare con precisione il miglior elemento da scegliere a condizione evidentemente che l'amplificazione utile ottenuta resti normale.

L'amplificazione può essere controllata rapidamente su un registratore utilizzando un nastro di prova registrato con un segnale a livello costante, e misurando il livello di uscita dell'amplificatore, con diversi tubi sul primo stadio.

Nello stesso ordine di idee, e soprattutto sui registratori a valvole più o meno vecchi, può essere interessante far ricorso alla sostituzione e utilizzare per esempio, una ECC83 o EF86 al posto di un tubo ancora più veccio, come il 12AX7.

La schermatura

Il primo stadio di amplificazione, quando è equipaggiato con un tubo, può essere schermato, ma la placca di schermatura deve essere in contatto molto efficace con la massa per mezzo del supporto del tubo

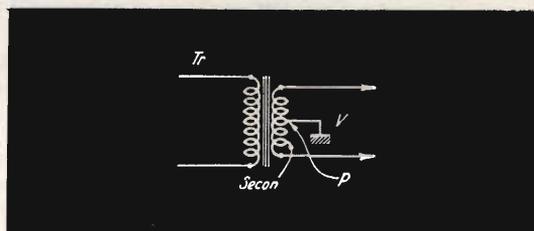



Fig. 4 - Metodo di collegamento per la riduzione del ronzio. Tr = trasformatore di alimentazione; V = verso il circuito di riscaldamento; P = presa intermedia di massa.

o con un altro dispositivo. Se la schermatura non è collegata a questa massa, essa può essere completamente inefficace oppure rischia di aumentare il livello di ronzio. Si ignora troppo spesso che un tubo magnetizzato, specialmente sul primo stadio, può anche essere una sorgente di ronzio.

Uno schermo può così essere una sorgente di ronzio spesso trascurata; il metallo può essere smagnetizzato per mezzo di uno smagnetizzatore di fortuna o di tipo commerciale, il cui impiego è spesso raccomandabile per il trattamento delle testine magnetiche.

Attenzione al cavetto delle testine magnetiche

Si utilizza spesso una piastrina separata che comporta o no uno stadio di preamplificazione, che deve essere collegato

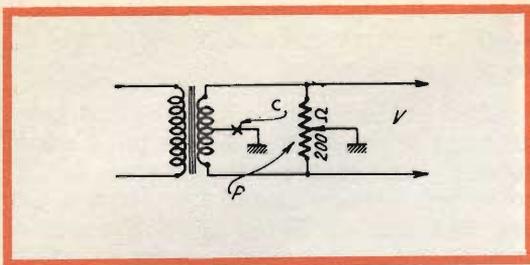



Fig. 5 - Metodo efficace per la riduzione del ronzio. Tr = trasformatore di alimentazione; C = collegamento da togliere; P = potenziometro a filo anti ronzio; V = verso i filamenti dei tubi.

all'amplificatore di un impianto sonoro. Si impiega allora l'amplificatore di controllo per assicurare l'amplificazione necessaria e la compensazione del segnale prodotto dalla testina di riproduzione. In questo caso, si deve studiare con attenzione la natura e la disposizione del cavetto schuntato che collega la testina magnetica all'amplificatore.

Se il cavetto passa nelle vicinanze dei conduttori percorsi dalla corrente alternata di un trasformatore di alimentazione, di un raddrizzatore, o di tutti gli altri circuiti o componenti percorsi dalla corrente alternata, l'induzione produce un ronzio più o meno fastidioso. Tutti i segnali parassiti trasmessi da questo cavetto agiscono sul primo stadio di amplificazione con una efficacia sempre più grande in quanto si tratta di frequenze di ronzio di 50 e 100 Hz.

Si ha così un problema di diafonia che si pone quando il cavetto collegato a una testina di riproduzione è disposto vicino a un altro conduttore attraversato da un segnale a livello elevato, per esempio proveniente da un sintonizzatore. Questo fatto spiega perchè talvolta si sentono i programmi radio con un magnetofono, anche se questo apparecchio non è collegato direttamente a un radio ricevitore.

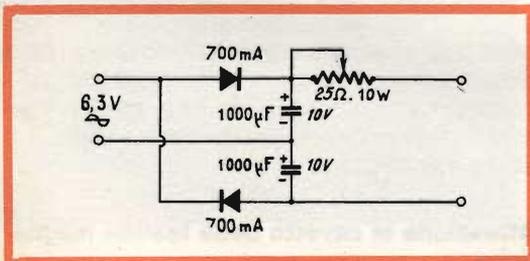



Fig. 6 - Dispositivo per l'alimentazione in continua dei primi stadi o del preamplificatore. Il potenziometro serve per la regolazione di tensione.

Quando si tratta di un amplificatore completo o di un dispositivo di controllo collegato alla piastrina, è sempre bene stabilire un buon collegamento di massa fra la piastra e l'amplificatore (fig. 1). L'aumento del livello di ronzio dipende dalla cura messa nel realizzare questo collegamento e invece di impiegare una presa di massa separata, è generalmente preferibile utilizzare la soluzione indicata sulla fig. 2.

In questo caso, la testina di lettura non deve essere messa a massa direttamente sulla piastrina ed è necessario un secondo collegamento attaccato alla presa di massa dell'amplificatore. Un circuito doppio, come si vede nella fig. 3, con due prese di massa, può costituire una specie di circuito ricevente che capta il ronzio.

La disposizione dei cavetti

Un ronzio più o meno fastidioso è dovuto alla disposizione difettosa del cavetto di collegamento della testina di riproduzione al primo stadio del preamplificatore. Non si tratta del cavetto intero fra la testina e l'amplificatore ma del tratto del conduttore attivo all'interno dell'amplificatore.

Se questo conduttore è posto troppo vicino a un circuito di accensione o a un circuito percorso da una corrente alternata qualsiasi, un trasformatore d'alimentazione, per esempio, esso può captare un ronzio molto fastidioso.

Allontanando il cavetto leggermente e a gradi, di qualche millimetro per volta, è possibile ottenere un apprezzabile miglioramento. Si può anche lasciare il cavetto di collegamento della testina di registrazione nella sua posizione iniziale e provare a spostare gli altri conduttori, come, per esempio, il cavetto del circuito di accensione.

Fig. 7 - Il ronzio viene ridotto con l'adozione di un interruttore di accensione separato dal potenziometro. C = collegamenti da togliere.

Il potenziometro di compensazione antironzio

Per ridurre il ronzio su dei complessi semplificati, si può effettuare una presa intermedia sul secondario di accensione del trasformatore e collegarla a massa, come si vede in fig. 4.

Un metodo più efficace consiste, come si vede in fig. 5, nel porre un potenziometro in derivazione sull'avvolgimento di accensione e collegare il cursore a massa, poi effettuare la regolazione fino al momento in cui il rumore è minimo. Non è generalmente difficile mettere sull'apparecchio un potenziometro a filo di questo genere avente una resistenza dell'ordine di 200 Ω.

L'alimentazione in corrente continua

L'alimentazione con accensione in corrente continua negli apparecchi funzionanti a tensione di rete costituisce evidentemente, la soluzione più perfetta e anche la più completa e costosa, per assicurare il minimo ronzio; viene quindi utilizzata

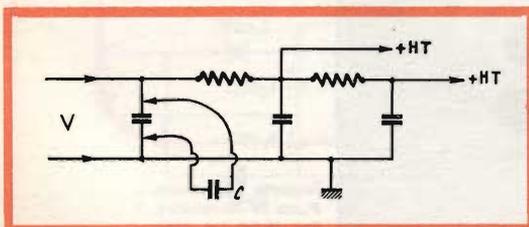



Fig. 8 - Condensatore di filtro supplementare per la riduzione del ronzio. Questo condensatore C deve avere una capacità di 30 ÷ 60 pF. V = verso il raddrizzatore.

sugli apparecchi professionali o semiprofessionali di alta qualità. Si vede nella fig. 6 un dispositivo di alimentazione che può essere utilizzato sul primo stadio o su i due stadi del preamplificatore; gli altri stadi continuano generalmente ad essere alimentati nel modo comune.

L'orientamento del motorino

Il motorino della piastra costituisce una sorgente potenziale di ronzio indotto nella testina di riproduzione e, spesso, questi rumori parassiti sono ridotti effettivamente facendo variare l'orientamento del motorino, vale a dire facendole girare di un certo numero di gradi attorno al suo asse. Se il motorino è fissato con l'aiuto di tre viti, come è spesso fatto, può essere girato di 120° in ciascuna direzione.

Posizione dell'interruttore di avviamento e d'arresto

La maggior parte delle volte, l'interruttore di avviamento e di arresto, è combinato con il potenziometro di volume dell'amplificatore; quindi la corrente a 50 Hz che attraversa l'interruttore produce un campo di ronzio che può avere un'azione più o meno notevole sul potenziometro di controllo, particolarmente se questo elemento è montato nel circuito del primo stadio del preamplificatore. L'installazione, in questo caso, di un interruttore a pallina o a slitta per l'avviamento e l'arresto del complesso, può assicurare una riduzione efficace del rumore.

Condensatore di filtro supplementare

Se il ronzio è prodotto a una frequenza di 100 Hz, vale a dire a un'ottava inferiore del ronzio a 50 Hz prodotto avvicinando un cacciavite o un altro oggetto metallico alla testina di riproduzione, è possibile ridurlo per mezzo di un condensatore addizionale di filtraggio, dell'ordine di 30 ÷ ÷ 60 μF, adattato sullo stadio di filtro più vicino possibile al raddrizzatore.

Un condensatore di filtro può anche essere interrotto o la sua capacità può essere diminuita e in questo caso lo si deve sostituire. ●

(Da « Le Haut-Parleur » 6609)

MISURE DI BASSA FREQUENZA CON L'OSCILLOSCOPIO

MISURE E STRUMENTI DI LABORATORIO

Riportiamo nel presente articolo un metodo per la misura di circuiti di bassa frequenza effettuata con l'aiuto di un oscilloscopio e naturalmente di un generatore.

L'oscilloscopio a raggi catodici è utilizzato generalmente come un tracciatore di curve:

$$y = F(x)$$

dove y è l'ordinata funzione dell'ascissa x.

Per ottenere una curva, si stabilisce una relazione, lineare o altra, fra x e i tempi t, di modo che si possa riprodurre sullo schermo la curva $y = F_1(t)$.

Inoltre, quando il fenomeno rappresentato da y è periodico, l'oscilloscopio produrrà y durante la durata **aT**, dove **T** è il periodo e **a** un numero superiore, uguale o inferiore a 1. Le curve corrispondenti alla durata aT si sovrappongono e si ha l'impressione di avere una sola curva.

Così si abbia a = 3. Se y è una funzione sinusoidale del tempo aT = 3 T e si vedranno sullo schermo tre periodi della sinusoide. Perciò la base dei tempi dell'oscilloscopio sarà regolata su un periodo 3 T, vale a dire alla frequenza 1/(3 T). Sia il caso della frequenza di 50 Hz. La base dei tempi essendo regolata su 50/3 Hz, si vedranno sullo schermo tre periodi, la scansione orizzontale avrà una durata uguale a 3T = 3 · 0,02s = 0,06s. La sincronizzazione della base dei tempi si può effettuare sulle frequenze **f** del fenomeno, **mf** (dove m è un numero intero 1, 2...10) o **f/m**, vale a dire i sottomultipli di **f**.

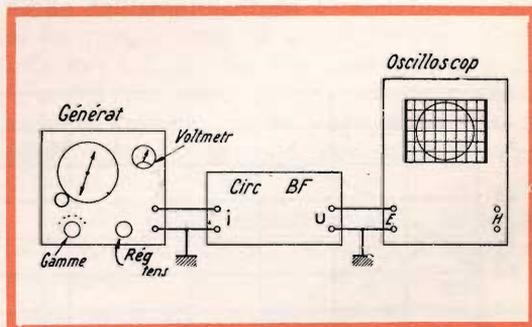



Fig. 1 - Montaggio classico di misura di un circuito di bassa frequenza. I = ingresso BF; U = uscita; E = ingresso verticale; H = ingresso orizzontale.

Per esempio si può sincronizzare una base dei tempi funzionante su 50 Hz con le frequenze f = 50, 100, 150, 200....Hz e 25, 16,66, 12,5 Hz ecc. Il numero **m** non deve superare 10, i valori migliori per una buona sincronizzazione non superano 3 o 4.

Un altro modo di definire le curve che appaiono sullo schermo è di considerarle come il risultato di due funzioni dei tempi $y = \varphi(t)$ e $x = \Psi(t)$, questo ci riporta a $y = F(x)$ eliminando t fra y e x.

Si possono così effettuare delle valutazioni di frequenza secondo le curve di Lissajours.

L'oscilloscopio può così servire come indicatore a una dimensione facendo la funzione di voltmetro nello stesso modo di un voltmetro vero.

Si misura in questo caso la lunghezza di una traccia verticale e, conoscendo la sensibilità della deviazione in questa direzione, si deduce la tensione corrispondente.

Misure in BF

Le misure effettuate con l'oscilloscopio necessitano generalmente, nel montaggio di misura, almeno tre elementi: il circuito BF da verificare, un generatore che fornisce il segnale da trasmettere e un oscilloscopio che riceve il segnale trasmesso e che serve da indicatore delle caratteristiche di questo segnale. Secondo la misura da effettuare, il montaggio di misura comporterà o no altri elementi.

Il più semplice a tre elementi, permette già la maggior parte delle misure elementari ma essenziali: misure di guadagno, della larghezza di banda, rivelate dalla curva di risposta, valutazione molto approssimata di certe distorsioni.

Sono possibili anche misure più complesse: calibrazione di un generatore BF, misura delle distorsioni armoniche, curve di risposta visibili direttamente sullo schermo.

Misure classiche

Passeremo molto rapidamente su quelle già note alla maggior parte dei nostri lettori. Il montaggio di misura è quello di fig. 1.

Misura del guadagno: si applica un segnale BF di E_e volt all'ingresso del circuito, proveniente dal generatore regolato su una frequenza **f** per esempio di 1000 Hz. Il valore di E_e è indicato dal voltmetro incorporato nel generatore. La tensione di uscita E_s è applicata all'ingresso verticale dell'oscilloscopio che servendo da voltmetro indica il suo valore. Il guadagno di tensione è E_s/E_e.

Curva di risposta: si effettua un certo numero di misure come la precedente ma a diverse frequenze f della gamma BF per esempio: 20, 50, 100, 200, 400, 800, 1000, 2000, 4000, 5000, 7000, 9000, 10.000, 11.000, 12.000, 14.000 ecc., mantenendo E_e costante, per esempio, a 0,1 V efficace e rilevando E_s per ciascuna frequenza. Si costruirà la curva di risposta riportando E_s

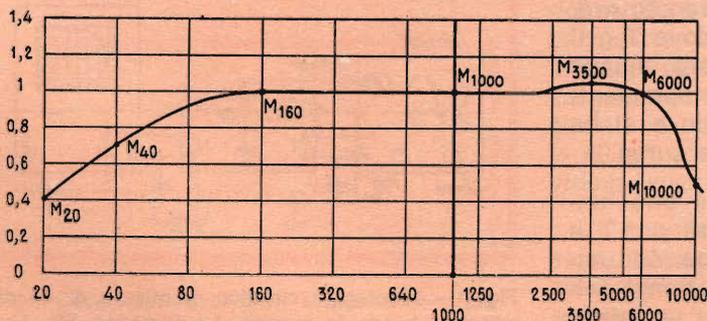



Fig. 2 - Esempio di come tracciare una curva di risposta in frequenza. In ascissa sono riportati i valori di frequenza, in ordinata i valori della tensione di uscita in volt.

in ordinata e f in ascissa. Un esempio di curva di risposta è data dalla fig. 2.

Si comincia con f = 1000 Hz, si regola il guadagno del circuito BF e quello dell'amplificatore di deviazione verticale dell'oscilloscopio, perché la traccia verticale abbia una lunghezza di 10 divisioni. Sulla curva si marcherà il punto M_{1000} corrispondente a f = 1000 Hz (in ascissa) e G = = guadagno relativo = 1 corrispondente a 10/10 = 1.

Nello stesso modo si determinano gli altri punti come M_{20} con G relativo = = 4/10 = 0,4; M_{3500} con G, relativo = = 12,5/10 = 1,25; $M_{10.000}$ con G relativo = 5/10 = 0,5. È necessario trovare almeno una dozzina di punti. Il passaggio in decibel si fa con l'aiuto di una tabella di conversione decibel-tensioni o di una tabella di logaritmi decimali.

In quest'ultimo caso, si ha:

$$N \text{ decibel} = 20 \log_{10} G.$$

Così se G = 1, $\log_{10} 1 = 0$ e anche N = 0. Se G = 0,1 $\log_{10} 0{,}1 = \log_{10} 1 - \log_{10} 10 = 0 - 1 = -1$ e $N = 20 \times (-1) = -20$ dB.

Questo metodo di tracciare la curva di risposta è valido con qualsiasi circuito BF, a valvole o a transistor o anche con circuiti senza valvole o transistor come per esempio, un circuito di tono, un filtro eliminatore, passa-banda, passa alto e passa basso ecc.

Il valore della tensione di uscita non ha bisogno di essere noto, quello che conta è un valore che gli è proporzionale, come quello del caso della lunghezza della traccia verticale dello spot sullo schermo.

Valutazione della distorsione

Valutazione significa una misura molto approssimata, ma che rende buoni servizi in numerosi casi.

Si sa, per esempio, che quando l'amplificazione di un circuito BF è lineare la tensione di uscita E_s è proporzionale alla tensione d'ingresso E_e, questo a una sola frequenza.

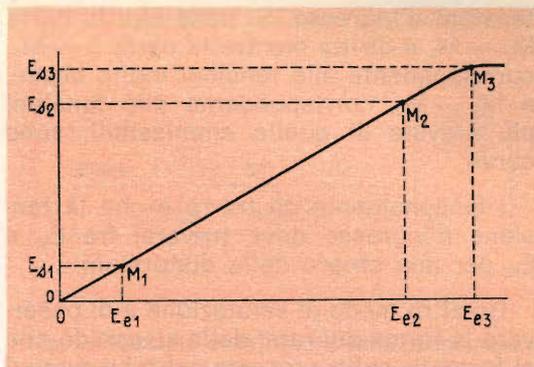



Fig. 3 - Curva rilevata riportando in ascissa le tensioni d'ingresso E_e e in ordinata i valori delle tensioni di uscita E_s.

Sia, per esempio, un amplificatore che dà all'uscita 4 W modulati su un carico di 4 Ω, con f = 1000 Hz e per una tensione di ingresso di 1 V efficace. In primo luogo si determina la tensione E_s ai capi del carico R corrispondente alla potenza modulata P richiesta. Si ha:

$$E_s = \sqrt{PR}$$

dove P in watt, R in Ω e E_s in volt.

Se R = 4 Ω e P = 4 W, si ha $E_s = \sqrt{16} = 4$ V. Il rapporto $E_s/E_o = 4/1 = 4$. Si tratta di vedere come varia questo rapporto per degli altri valori della tensione d'ingresso. Se si diminuisce E_e, per esempio se $E_e = 0{,}5$ V, si troverà per E_s un valore inferiore. Se si ha proporzionalità, il rapporto deve restare uguale a 4 e si avrà $E_s = 2$ V per $E_e = 0{,}5$ V che da $E_s/E_e = 2/0{,}5 = 4$. La verifica si farà verso i valori di E_s inferiori a quelli corrispondenti al massimo di potenza modulata ammissibile dall'amplificatore. Si constaterà che si ha proporzionalità a partire dai valori inferiori a $E_{s\,max}$, per esempio a partire da $E_s = 3{,}5$ V tranne se P_{max} nominale deve essere indicato come corrispondente a pochissima distorsione, per esempio 1% o meno.

Verso i valori superiori di E_s, si avrà una mancanza di proporzionalità sempre più marcata.

La fig. 3 dà un esempio di curva di questo genere in cui E_s deve essere valutata con l'aiuto dell'oscilloscopio.

La curva è costruita scrivendo in ordinata le tensioni di uscita e in ascissa le

tensioni d'ingresso. Si vede che la parte $M_1 — M_2$ è diritta mentre la parte $0 — M_1$, corrispondente alle tensioni molto basse, e $M_2 — M_3$, corrispondente alle tensioni più elevate di quelle ammissibili, sono curve.

L'insegnamento da trarre è che la tensione d'ingresso deve trovarsi fra E_{e1} e E_{e2} per non creare delle distorsioni.

Un altro modo di valutazione è di osservare la forma dei rami della sinusoide che si formano sullo schermo del tubo a raggi catodici.

Il montaggio di misura è quello della fig. 1. La frequenza è fissa a 1000 Hz e si fa variare la tensione d'ingresso E_e fornita dal generatore. La tensione di uscita è applicata all'ingresso verticale dell'oscilloscopio per ottenere una traccia osservabile, per esempio, coprendo due terzi dell'altezza dello schermo.

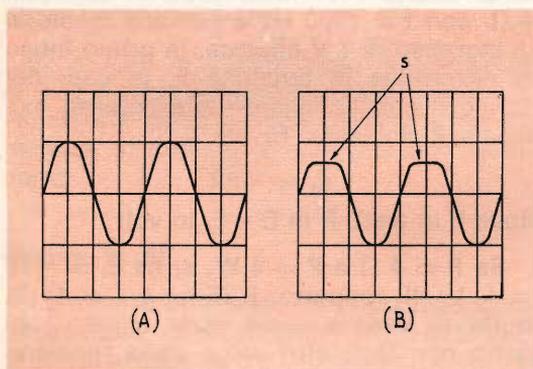



Fig. 4 - Esempi di distorsione su un segnale sinusoidale; le sommità delle sinusoidi (S) della figura B sono appiattite per effetto della distorsione del circuito di bassa frequenza.

Si fa funzionare la base dei tempi su una frequenza $f/2 = 500$ Hz, che farà apparire sullo schermo due rami di sinusoide come si può vedere dalla fig. 4 A.

Teoricamente se la forma della sinusoide ottenuta è « perfetta », non si avrà distorsione a 1000 Hz e per delle tensioni d'ingresso e di uscita fissate in questa misura.

Questo modo di verifica può condurre a degli errori. In primo luogo, il segnale può essere buono (dunque senza distorsione) e l 'oscillogramma può indicare delle curve deformate come quella di fig. 4B, con delle sommità appiattite come mostra la figura. La deformazione può provenire dall'oscilloscopio. Per assicurarsi, si applica direttamente al suo ingresso la tensione di uscita del generatore. Se si ha sempre una deformazione, è l'oscilloscopio che è la causa della deformazione, ma questa può anche provenire dal generatore che non dà delle tensioni puramente sinusoidali.

Bisogna dire tuttavia che questi due apparecchi di misura, generatore sinusoidale e oscilloscopio, se sono utilizzati in condizioni normali precisate dai loro costruttori, non provocano questo genere di distorsione se sono di costruzione seria. La distorsione se è rilevata sull'oscillogramma, proverrà allora dall'amplificatore in esame.

Se questo amplificatore è buono, si potrà far sparire la distorsione diminuendo la tensione d'ingresso che gli è applicata.

L'altezza della sinusoide diminuirà e la sinusoide prenderà una forma corretta.

Ci si potrà ora assicurare se l'oscilloscopio non deforma regolando il suo potenziometro di ampiezza verticale fino ad ottenere l'altezza dell'oscillogramma precedente. La deformazione non dovrà più apparire. Dalla forma della deformazione, è difficile dedurre la percentuale di distorsione armonica. Tutto quello che si può concludere è che con più è grande la deformazione, più è grande la distorsione. Una distorsione dell'ordine del 2% non può essere rilevata, in quanto si inizia a rilevare una distorsione del 5%. Per avere una maggiore precisione, si dovrà ricorrere, nel montaggio di misura, al distorsiometro. L'elemento essenziale del distorsiometro è il filtro eliminatore che studieremo più in la.

Misura della distorsione totale BF

La distorsione totale detta anche distorsione armonica è dovuta principalmente al fatto che la tensione di uscita non varia più proporzionalmente alla tensione d'ingresso.

In questo caso, se si applica all'ingresso una tensione sinusoidale alla frequenza f, si ottiene all'uscita la somma di diversi segnali:

1. - Il segnale con frequenza f fornito dal generatore è amplificato.

2. - Un segnale con frequenza 2f creato dall'amplificatore.

3. - Un segnale con frequenza 3f creato dall'amplificatore ecc.

I segnali indesiderabili alle frequenze 2f, 3f, 4f ecc., addizionati a quelli desiderabili, con le frequenze f, creano un segnale con frequenza f, ma non sinusoidale.

La sua forma si allunga tanto più di quella di una sinusoide che l'ampiezza dei segnali 2f, 3f, 4f.... è grande rispetto a quella del segnale f.

Queste frequenze vengono chiamate:
Segnale a frequenza f: fondamentale.
Segnale a frequenza 2f: seconda armonica.
Segnale a frequenza 3f: terza armonica.

La forma della curva dipende dalla messa in fase dei diversi segnali. Vediamo come si valuta la distorsione, in percentuale.

Chiamiamo con E_n la tensione di uscita corrispondente al solo segnale di armonica n, per esempio $n = 2$, $E_2 = 1{,}5$ mV. La tensione corrispondente al segnale fondamentale ($n = 1$) è E_1, per esempio $E_1 = 1{,}5$ V. Definiamo il rapporto moltiplicato per 100:

$$D_n = \frac{E_n}{E_1} 100$$

D_n rappresenterà la percentuale di distorsione parziale dovuta all'armonica di ordine n.

Nell'esempio adottato, $n = 2$.

$E_2 = 1{,}5$ mV, $E_1 = 1{,}5$ V $= 1500$ mV e si ha

$$D_n = D_2 = \left(\frac{1{,}5}{1500} 100\right) \% = 0{,}1\%$$

che rappresenta una bassa distorsione, assolutamente impercettibile su un oscillogramma come quello di fig. 4.

La distorsione totale si definisce con la relazione:

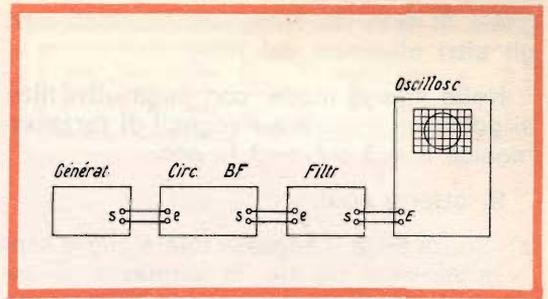



Fig. 5 - Principio della misura della distorsione con un filtro di frequenza intercalato tra l'uscita del circuito BF e l'ingresso dell'oscilloscopio. e = ingresso; s = uscita; E= ingresso verticale.

$$D_{tot} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \ldots..}$$

Se, per esempio, $D_2 = 0{,}5\%$, $D_3 = 1\%$ e le altre distorsioni D_4, D_5.... sono trascurabili, si ha $D_2^2 = 0{,}25$, $D_3^2 = 1$ e $D_{tot} =$ $= 1{,}12\%$ dalla formula data.

Si tratta di conseguenza, di misurare le distorsioni parziali D valutando, per esempio, le tensioni di uscita corrispondenti: E_1, E_2, E_3... e applicando la formula che dà la distorsione totale.

Principio della misura di D

Il montaggio di misura è quello di fig. 5, che riproduce quello di fig. 1 con la presenza di un filtro intercalato fra l'uscita del circuito BF da misurare e l'ingresso verticale dell'oscilloscopio. Il filtro è un circuito **passa-banda** e non lascia passare che un segnale di frequenza f_n, per esempio $n = 2$ dunque il segnale di seconda armonica. Se il filtro è posto dopo il circuito non si otterrà all'uscita che il se-

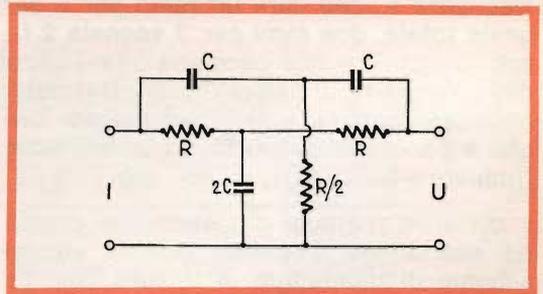



Fig. 6 - Schema del filtro eliminatore per la frequenza f. I = ingresso; U = uscita.

gnale di seconda armonica, essendo tutti gli altri eliminati dal filtro.

Nello stesso modo, con degli altri filtri si potranno misurare i segnali di terza armonica $n = 3$ e $f_3 = 3\ f_1$, ecc.

Si otterrà così:

a) Senza filtro il segnale totale che è sensibilmente uguale, in ampiezza, al segnale fondamentale con la distorsione totale; si avrà E_1.

b) Con il filtro per $2\ f_1$ che permetterà di misurare E_2.

c) Con il filtro per $3\ f_1$ e si otterrà E_3, ecc.; queste misure si effettuano misurando la traccia verticale sull'oscilloscopio.

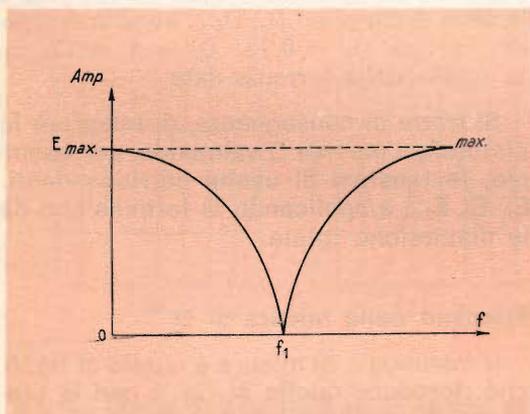



Fig. 7 - Curva di trasmissione di un filtro a doppio T. In ordinata è riportata l'ampiezza.

Per essere sicuri che i segnali siano buoni alle frequenze f_1, $2\ f_1$, $3\ f_1$, si farà agire la base dei tempi, regolata sulla frequenza f_1, che darà un ramo per il segnale totale, due rami per il segnale $2\ f_1$, ecc. Questo metodo permette, con l'aiuto della formula, il calcolo della D totale, ma essa conduce a delle valutazioni lunghe e necessita di più filtri regolati sulle frequenze $f_2 = 2\ f_1$, $f_3 = 3\ f_1$, ecc.

Un altro metodo, più semplice, rapido ed economico, consiste con lo stesso schema di montaggio di misura (fig. 5) nell'utilizzare un filtro eliminatore, vale a dire ad effetto contrario di un filtro passa banda.

Il filtro eliminatore essendo regolato per la frequenza fondamentale $f = f_1$ lascerà, di conseguenza, passare tutti i segnali armonici insieme e sopprimerà il segnale fondamentale.

Esempio di filtro eliminatore

Uno schema di filtro eliminatore per la frequenza f è dato dalla fig. 6. Si compone di due circuiti a T montati in parallelo all'ingresso e all'uscita.

Il primo si compone di due condensatori C nel ramo in serie e di una resistenza R/2 nel ramo parallelo; il secondo di due resistenze R nel ramo serie e di un condensatore 2 C nel ramo parallelo. I suoi ingressi si collegano all'uscita del circuito BF e la sua uscita all'ingresso V dell'oscilloscopio. La curva di trasmissione di un filtro di questo genere detto filtro a doppia T è uguale a quella di fig. 7.

È facile realizzare un tale filtro con l'aiuto di sei elementi R, C; R/2 e 2 C che si deve tuttavia stabilire con una tolleranza dell'ordine dell'1% perché sia efficace alla frequenza per la quale deve essere calcolato. I valori degli elementi dipendono dalla frequenza f del segnale da eliminare, e dalle resistenze d'ingresso e di uscita del filtro e del grado di attenuazione alle frequenze vicine, ciò conduce a delle formule complesse. Riportiamo in fig. 8 lo schema di una realizzazione pratica del filtro eliminatore che presenta il vantaggio di poter far variare la frequenza f di eliminazione fra 100 e 10.000 Hz circa.

Questo montaggio comprende il filtro propriamente detto composto da C_1, C_2, R_5 e R_3, R_4 e $C_3 + C_4$ e degli elementi seguenti:

a) Un attenuatore d'ingresso R_1;

b) Una regolazione di frequenza del segnale da eliminare fatta da R_{2a} e R_{2b}, due potenziometri collegati e identici, essi sono collegati in modo che la resistenza in servizio di uno aumenti quando l'altra diminuisce. R_{2a} — R_{2b} regolano la frequenza;

c) Un commutatore S_{1a} — S_{1b}. In posizione 1 il filtro agisce, in posizione 2 il

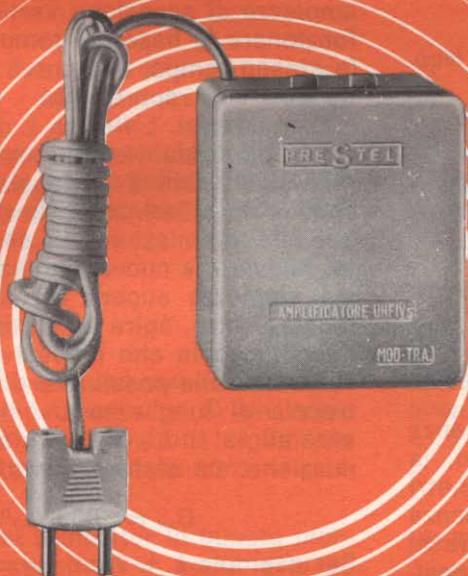
PRESTEL

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV

TRA

AMPLIFICATORE AUTOALIMENTATO

DI FACILE APPLICAZIONE SUL TELEVISORE STESSO

AMPLIFICA 5 VOLTE IL SEGNALE TV

ENTRATA-USCITA: 300 - 75 Ω
REALIZZATO IN UN UNICO CONTENITORE

IN QUATTRO TIPI:

BANDA I - VHF - N/592-15
BANDA II - FM - N/592-16
BANDA III - VHF - N/592-18
BANDA IV - UHF - N/592-20

PRESTEL

S.R.L. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

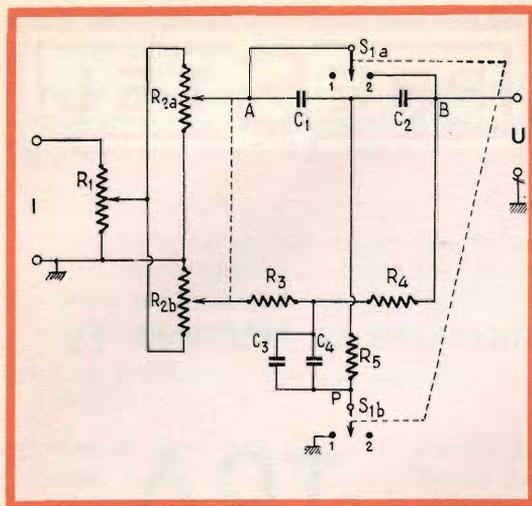



Fig. 8 - Schema di un altro tipo di circuito di filtro. I = ingresso; U = uscita.

filtro è senza alcun effetto, perché i punti A e B sono riuniti e la massa è variata da R_5, C_3 e C_4 (punto P).

I valori degli elementi sono: $R_1 = 25$ kΩ, $R_{2a} = R_{b2} = 20$ kΩ, $R_3 = R_4 = 200$ kΩ, $R_5 = 100$ kΩ, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 800$ pF.

I potenziometri sono lineari, a filo senza autoinduzione, potenza 4 W ciascuno; la tolleranza per resistenze e potenziometri e del 5%. È facile conoscere la frequenza f alla quale funziona il filtro. In effetti, R_{2a} — R_{2b} essendo posto in un certa posizione, si regola la frequenza del generatore fino ad ottenere il minimo della lunghezza della traccia verticale sullo schermo dell'oscilloscopio.

Reciprocamente, con il generatore regolato su diverse frequenze, deve essere possibile calibrare il quadrante di R_{2a} — — R_{2b} in frequenze dei segnali eliminati.

Metodo pratico di misura della D_{totale}

Il circuito di filtro è conforme allo schema di fig. 8. Si pone nel montaggio di misura di fig. 5 e si accorda il generatore sulla frequenza f di un segnale da eliminare, dove f, in questo metodo di misura, è la fondamentale del segnale di cui si vuole conoscere la distorsione totale.

Si pone S_1 in posizione corrispondente all'efficacia del filtro. Si gira il cursore di R_{2a} — R_{2b} fino ad ottenere la minima ampiezza di scansione verticale. Se si fa funzionare la base dei tempi si vedrà, allo stesso tempo, una curva di forma particolare che rappresenta i segnali armonici trasmessi. L'altezza L della traccia è quindi misurata. Non toccando più R_2, porre l'interruttore S_1 in posizione 2, corrispondente all'azione nulla del filtro, dunque alla trasmissione del segnale completo. Rilevare la nuova ampiezza L_1. Se questa ampiezza supera lo schermo, senza toccare altro, agire sull'attenuazione dell'oscilloscopio che la ridurrà di 10 o 100 volte fino alla possibilità di misurare una traccia di lunghezza L'_2. Il valore di L_1 sarà allora 10 L'_2 o 100 L'_2 secondo l'attenuazione. La distorsione totale è allora:

$$D_{tot} = 100\ L/L_2 \%$$

Per esempio L = 2 cm, L_2 = 100 cm:

$$D_{tot} = 100 \times \frac{2}{100} \% = 2\%$$

ALFA

(Da « Le Haut-Parleur » 6604)

FREQUENZIMETRO A TRANSISTOR PER I 3,5-150 MHz

MISURE E STRUMENTI DI LABORATORIO

Riportiamo la descrizione di un semplice frequenzimetro a transistor che per la sua grande utilità e versatilità d'impiego pensiamo possa interessare a tutti quei lettori che si occupano di montaggi in radio frequenza.

Il frequenzimetro ad assorbimento è la versione transistorizzata di un apparecchio a valvole molto noto e largamente impiegato da tutti i radio amatori: il grid-dip.

L'impiego dei transistor in questo montaggio rende sbagliato il nome grid-dip servito a designare l'apparecchio a valvole in quanto la griglia (« grid ») non esiste nei transistor. Inoltre la transistorizzazione porta numerosi vantaggi: alimentazione autonoma, stabilità immediata senza preriscaldamento, ecc.

Per queste molteplici possibilità, il frequenzimetro resta uno strumento molto apprezzato dagli amatori ai quali è molto utile se non indispensabile: esso permette di localizzare delle oscillazioni e di determinare la frequenza, di regolare dei circuiti oscillanti e di calcolare il coefficiente di sovratensione, di calcolare il valore di una induttanza o di un condensatore, di tarare un'antenna ecc.

L'apparecchio raffigurato in fig. 1, riproduce l'aspetto esterno, esso si presenta sotto forma di un contenitore in latta avente le seguenti dimensioni: 110 x 75 x x 55 mm.

Lo schema

Lo schema di principio completo del frequenzimetro è rappresentato in fig. 2. Il transistor oscillatore T_1 è del tipo N-P-N al silicio, per impieghi in RF (tipo 2N707, 2N708 o SFT714). Esso è portato ad oscillare da un condensatore da 9 pF montato fra il collettore e l'emettitore. Per mantenere un'oscillazione energica di T_1 su tutte le gamme, un condensatore da 380 pF è messo in funzione fra l'emettitore e la massa (gamme C, D, E, F e G). La parte principale, il circuito oscillante, è montato nel circuito di collettore di T_1. Questo circuito oscillante comprende sette bobine intercambiabili denominate: A, B, C, D, E, F, G e un condensatore variabile da 90 pF. Un condensatore da 6 pF preleva una parte della RF prodotta ai capi del circuito oscillante e la applica

Fig. 1 - Aspetto esterno del frequenzimetro.

al diodo raddrizzatore D (tipo OA85 o SFD104, 106).

La tensione continua negativa così ottenuta è applicata sulla base del transistor T_2 (tipo 2N559 o 2N1307). La conduzione del transistor così modificata mette in squilibrio il ponte formato da T_2, P (potenziometro da 25 kΩ a variazione logaritmica) e le due resistenze da 1 kΩ. Per questo fatto, il microamperometro M (0 — 400 μA) indica uno squilibrio proporzionale alla variazione dell'alta frequenza. Il potenziometro P, che forma uno dei rami del ponte, serve per la regolazione della sensibilità.

Funzionamento

Sono possibili due casi: si può avere da misurare un circuito o da misurare la frequenza emessa da un circuito oscillante.

Nel primo caso si mette l'apparecchio in tensione, il commutatore « Diodo-Oscillatore » sulla posizione « Osc » e si avvicina la bobina adatta al circuito da misurare (a 1 o 2 cm). Girare poi il quadrante del condensatore variabile. Se la frequenza del circuito da misurare corrisponde alla gamma scelta, si constata una deviazione brusca dell'indice del microamperometro. Questa deviazione, o « dip », può andare fino allo zero dell'apparecchio. Si allontana poi il frequenzimetro dal circuito da misurare sempre manovrando il comando del condensatore variabile, per stabilire il « dip ». Al limite estremo, si ottiene un punto ben preciso: la lettura sul quadrante dà allora la frequenza.

Nel secondo caso (misura della frequenza emessa da un circuito oscillante) si mette il commutatore 1 sulla posizione « Diodo ». Il transistor T_1 si trova così bloccato, e solo il circuito di rivelazione è in funzione, questo permette di rilevare tutte le tensioni che appaiono ai capi del circuito oscillante. Essendo T_1 bloccato, la sua capacità di collettore è ridotta e dunque tutta la frequenza letta sul quadrante sarà leggermente superiore alla frequenza reale. Per determinare questo con precisione, si ripassa sulla posizione « Osc ».

Passando su « Osc » si affina la misura ricercando il punto esatto dovuto allo spostamento dell'indice. Si legge poi sul quadrante il valore della frequenza cercata. Si può ancora ottenere una maggiore precisione inserendo una cuffia nella presa speciale prevista sull'apparecchio e ricercando il battimento nullo delle due frequenze; questo si ottiene con la manovra alternativa del quadrante del condensatore variabile. Si ha anche la possibilità di collegare un galvanometro esterno che possieda una scala di lettura più grande di quella esistente sul frequenzimetro.

L'apparecchio, alimentato da una pila da 9 V, copre la banda da 3,5 a 150 MHz in

sette gamme, grazie a delle bobine pretarate intercambiabili. Queste bobine sono chiamate con le lettere da A a G. La tabella 1 dà le gamme coperte da ciascuna bobina e il loro valore di induttanza L. Il ricoprimento fra le gamme è da 5 al 10%. Il coefficiente di sovratensione di queste bobine è di 210 circa.

Tabella 1

Bobina	L (µH)	Gamma di frequenza (MHz)
A	0,1	70 ÷ 150
B	0,25	35 ÷ 70
C	0,48	21 ÷ 35
D	1,2	13 ÷ 21
E	2,44	8,5 ÷ 13
F	5,3	5,5 ÷ 8,5
G	12	3,5 ÷ 5,5

Montaggio e cablaggio

Benchè in apparenza molto semplice, la realizzazione del frequenzimetro richiede molte precauzioni. È innanzitutto indispensabile avere un saldatore molto piccolo; gli elementi, montati sul circuito stampato, sono tutti del tipo miniatura. D'altra parte non si sarà mai ripetuto abbastanza che i cablaggi RF e VHF devono sempre essere fatti con i collegamenti più corti possibile.

Questo è di una importanza essenziale per il buon funzionamento dell'apparecchio e la sua calibrazione esatta. Perciò non si deve tener conto della lunghezza apparente dei collegamenti sul piano di cablaggio della fig. 3, in quanto questo è dovuto solo alla necessità di una rappresentazione comoda e chiara. In realtà il cablaggio si dovrà fare il più compatto possibile. Per i transistor, si dovrà interporre sui terminali un radiatore termico (per esempio le pinze piatte) al momento della saldatura, per evitare il danneggiamento. La fig. 3 mostra la piastrina a circuito stampato di 70 x 40 mm. Il cablaggio degli elementi si fa seguendo il circuito. Si fisserà prima, sul circuito stampato, la presa coassiale, assicurandoci che questa non provochi alcun cortocircuito. Poi si fisseranno i diversi commutatori con delle viti autofilettanti e così anche il microamperometro. Per fissare quest'ultimo, il cui contenitore e i supporti di fissaggio sono in plastica, si dovranno riscaldare le viti metalliche che entreranno così facilmente e senza pericoli di rottura, nei fori non filettati e di diametro inferiore a quello delle viti. La plastica riscaldata si trova allo stato di fusione pastosa sotto l'azione del calore delle viti e si presterà molto bene a questa operazione.

Si monti poi il potenziometro di regolazione della sensibilità e la presa della cuffia, avendo cura di isolare quest'ultima

Fig. 2 - Schema di principio completo del frequenzimetro. E = cuffia.

dalla massa (contenitore dell'apparecchio) con l'aiuto di rondelle in plastica.

Si monti poi la squadretta che serve di schermatura al condensatore variabile, poi mettere il circuito stampato, ma non bloccare nessuna vite. Saldare poi lo schermo e le prese di massa del condensatore variabile alla piastrina del circuito stampato. Collegare anche il commutatore di gamma (AB-CDEFG) alla parte superiore della piastrina. Serrare infine tutte le viti e collegare gli altri contatti del condensatore variabile al circuito, come indicato sullo schema. La piastrina a circuito stampato è mantenuta a 6 mm dalla faccia superiore del contenitore da spessori isolanti.

Effettuare poi i diversi collegamenti secondo il cablaggio di fig. 4: alimentazione, commutatori, microamperometro, jack, potenziometro. Il cablaggio di questa seconda parte presenta minori difficoltà ed è meno critico di quello dello stadio RF del frequenzimetro.

Per terminare, si fisseranno 4 piedini di gomma sul fondo del contenitore.

Regolazione e calibrazione

Prima della messa in tensione, ci si assicuri che tutto è esatto, confrontando il cablaggio e lo schema di principio. Chiudere il condensatore variabile e fissare la manopola con la flangia trasparente orizzontale. L'apparecchio è allora pronto a funzionare e si può contare su una precisione migliore del 5%.

Inserire una bobina, ci si assicuri che il commutatore di gamma sia sulla posizione esatta e, con l'aiuto del potenziometro di sensibilità P, portare l'indice del microamperometro indicatore leggermente verso la sinistra del quadrante. Se si dispone di un ricevitore ben tarato (TV-FM od O.C.), si verifichi, dopo aver scelto la bobina conveniente, che la frequenza letta sul quadrante del frequenzimetro, corrisponda alla frequenza del trasmettitore, e se necessario spostare leggermente il traguardo della flangia.

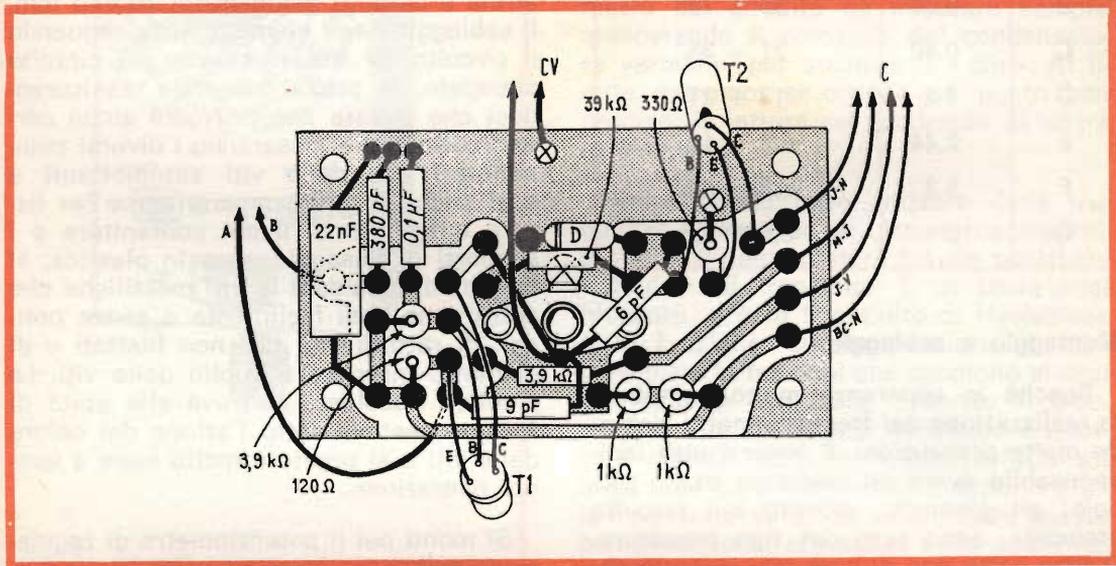



Fig. 3 - Cablaggio degli elementi sul circuito stampato (scala 1 : 1) A-B = verso il commutatore; C-V = verso il condensatore variabile; C = verso il telaio.

Impiego del frequenzimetro

L'impiego più frequente consiste nell'accoppiare il frequenzimetro al circuito

da misurare e nel ricercare la frequenza per la quale si ottiene una deviazione massima e una lettura esatta, facendo attenzione perchè l'accoppiamento sia il più lasco possibile. Sono possibili altre misure.

Il coefficiente di sovratensione di un circuito può essere rapidamente apprezzato in funzione della chiarezza del « dip » ottenuto. Un « dip » debole corrisponde a un circuito in cui il Q è debole. Si deve notare che se si manovra il condensatore variabile, la deviazione del microamperometro varia anch'essa; è sufficiente allora ritoccare il comando di sensibilità per riportare l'indice al suo posto. Si noti anche che sulle gamme inferiori si ottengono dei « dip » più deboli: questo è dovuto alla difficoltà di accoppiare delle bobine di piccolo Q.

Misura di un'induttanza in RF

È utile disporre di un condensatore calibrato. Il metodo è molto semplice: si collega l'induttanza sconosciuta L_x ai capi di questo condensatore; il circuito oscillerà su una certa frequenza. Determinando questa frequenza con l'aiuto del frequenzimetro, sarà allora facile calcolare L_x, grazie alla formula:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

elevando al quadrato per eliminare la radice quadrata si ha:

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

dunque

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \simeq \frac{1}{40 f^2 C}$$

Misura di un condensatore

Il metodo resta lo stesso che per la misura di un'induttanza, ma utilizzando allora una delle bobine pretarate, la formula diventa:

$$C \simeq \frac{1}{40 f^2 L}$$

La misura di capacità è possibile per dei condensatori da circa 100 a 1800 pF.

Determinazione del Q

Se si dispone di un voltmetro elettronico si collegherà ai capi del circuito oscillante da provare. Accoppiare in seguito il frequenzimetro, munito della sua bobina conveniente, al circuito oscillante. Regolare la frequenza fino ad ottenere un massimo sul voltmetro elettronico. Far variare l'accoppiamento in modo da ottenere una lettura corretta, poi notare la frequenza ottenuta. Fare poi variare la posizione della flangia sul quadrante delle frequenze, in modo da ottenere sul

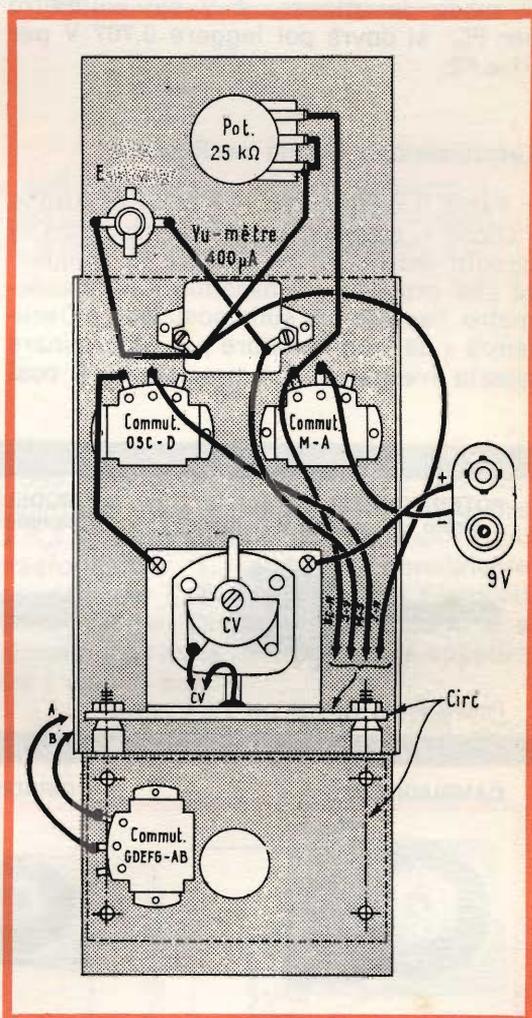



Fig. 4 - Disposizione generale degli elementi all'interno del contenitore, le cui facce superiore e inferiore sono rappresentate ribaltate. La presa della cuffia E è isolata da massa con rondelle di polistirene. Circ = circuito stampato.

voltmetro un valore uguale a 70,7% della lettura precedente. Notare la frequenza corrispondente che si chiamerà F_1. Disporre allora la flangia in senso inverso fino a che il voltmetro indica di nuovo 70,7% del valore massimo (FC) e notare la frequenza corrispondente F_2. È allora facile calcolare il coefficiente di sovratensione del circuito accordato grazie alla formula:

$$Q = \frac{FC}{F_1 - F_2}$$

In pratica si accoppia il frequenzimetro in modo da ottenere 1 V sul voltmetro per FC: si dovrà poi leggere 0,707 V per F1 e F2.

Localizzazione di una oscillazione

Porre il commutatore 1 sulla posizione « Diodo », avvicinare il frequenzimetro ai circuiti incriminati e cercare la frequenza che provoca un massimo sul galvanometro. Passare poi sulla posizione « Oscillatore » del commutatore per determinare questa frequenza con precisione. È così facile localizzare esattamente la parte responsabile dell'oscillazione parassita.

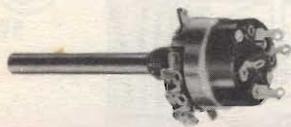
Regolazione di antenne

Con l'aiuto del frequenzimetro, è possibile regolare un'antenna: è sufficiente accoppiare il frequenzimetro a quest'ultima con un mezzo qualsiasi e cercare su quale frequenza risuona. Si è così inseriti sulla lunghezza elettrica dell'antenna.

Ma non è sempre facile accoppiarsi all'antenna, per delle varie ragioni (accesso difficile al centro dell'antenna, ecc.) È allora pratico utilizzare il frequenzimetro unitamente a un impedenzimetro d'antenna. Quest'ultimo apparecchio permette di semplificare l'accoppiamento e così di determinare l'impedenza d'antenna per una frequenza data. Si può anche, fra gli altri impieghi, apprezzare il tasso di onde stazionarie dell'antenna.

Il frequenzimetro è così utile in numerosi casi (pretataratura di un trasmettitore, regolazione di un trasmettitore ecc.).

R. F.

(H.P. 6605)

TRACCIACURVE per l'esame dei componenti all'oscilloscopio

MISURE E STRUMENTI DI LABORATORIO

Si descrive un semplicissimo accessorio dell'oscilloscopio che ci permetterà di provare buona parte dei componenti elettronici più usati nei nostri circuiti come: resistenze, condensatori, induttanze, trasformatori, diodi, transistor, ecc.

Un oscilloscopio è, la maggior parte delle volte, usato per l'allineamento di ricevitori TV o FM oppure per l'esame delle forme delle tensioni per la messa a punto o la riparazione di ricevitori o amplificatori. L'apparecchio che ci accingiamo a descrivere è di semplice realizzazione e permette di utilizzare l'oscilloscopio per la prova dei componenti elettronici correnti, come ad esempio, diodi, resistenze, condensatori, transistor, induttanze, raddrizzatori controllati al silicio, ecc. Si ottiene una curva caratteristica per i transistor classici o unigiunzione, per i diodi ed è possibile provare ed avere un'idea approssimata del valore di condensatori, resistenze, potenziometri e induttanze. Si possono anche verificare interruttori, fusibili, relé o trasformatori che abbiano una resistenza superiore a 100 kΩ.

Schema di principio

Lo schema di principio del circuito tracciacurve è indicato in fig. 1.

Quando l'apparecchio è messo in funzione, una tensione sinusoidale alla frequenza di rete e leggermente superiore a 6,3 V è disponibile sul secondario del trasformatore T, modello normalmente previsto per l'alimentazione dei filamenti delle valvole. Quando il secondario è a circuito aperto, la tensione totale apparirà tra i capi J_2 e J_1.

Se i due terminali J_2 e J_3 non sono collegati e se il pulsante di prova è chiu-

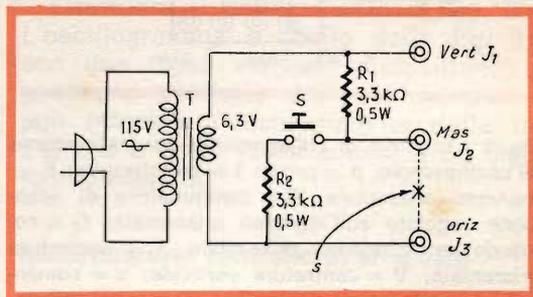



Fig. 1 - Schema elettrico del tracciacurve per l'esame dei componenti. s = componente in prova.

so, delle tensioni uguali sono disponibili fra J_1 - J_2 e J_2 - J_3 in ragione dell'uguaglianza del valore delle resistenze R_1 e R_2, con una massa nel loro punto di unione.

Un oscilloscopio collegato come indicato in fig. 2, con il terminale J_1 collegato all'ingresso verticale, il terminale J_3 collegato all'ingresso orizzontale, il terminale di massa J_2 alla massa dell'oscilloscopio, permette di ottenere una curva caratteristica che dipende dall'elemento collegato fra il terminale di massa J_2 e il terminale J_3. Un diodo per esempio, non conduce che quando è polarizzato in senso diretto. Durante un semiciclo di tensione d'ingresso, esso costituisce un cortocircuito fra il terminale di massa J_2 e l'ingresso orizzontale J_3, questo ha come effetto di tracciare sullo schermo una linea verticale. Durante l'altro semiciclo lo si può considerare come un circuito aperto e la traccia sullo schermo è orizzontale. La traccia finale ha la forma di

Fig. 2 - Esempio di collegamento del tracciacurve all'oscilloscopio. p = prova; t = tracciacurve; E = ingresso orizzontale; S = commutatore di scansione regolato sull'ingresso orizzontale; G = comando del guadagno orizzontale; C = centratura orizzontale; V = centratura verticale; u = comando del guadagno verticale; z = ingresso verticale. In alto sono rappresentati tre oscillogrammi: A = oscillogramma di calibrazione; B = cortocircuito; C = circuito aperto.

una lettera L per un diodo in stato di funzionamento.

Ciascun componente esaminato ha una forma caratteristica ed è possibile, con un po' di pratica, differenziare questi oscillogrammi e dedurre se il componente esaminato è difettoso oppure no.

La realizzazione del tracciacurve non presenta alcune difficoltà. La sola precauzione da prendere è di verificare l'isolamento del trasformatore in cui gli avvolgimenti non devono essere collegati al contenitore. Il consumo di corrente al secondario del trasformatore T è solamente di 2 mA con J_2 e J_3 cortocircuitati, non si ha perciò nessun problema per la potenza del trasformatore. Praticamente si utilizza un trasformatore normale per l'alimentazione dei filamenti, avente una potenza di 4 W, anche se questa potenza non sia necessaria.

Calibrazione

Collegare il tracciacurve all'oscilloscopio come indicato in fig. 2, dopo aver disposto il commutatore di scansione dello oscilloscopio sulla posizione « orizzontale » o « esterna ». Quando il tracciacurve è sotto tensione, si vede sullo schermo una riga orizzontale, senza alcun elemento collegato fra i terminali J_2 e J_3. Chiudere in seguito l'interruttore a pulsante di calibrazione e regolare il guadagno orizzontale e quello verticale in modo da ottenere sul quadrante dell'oscilloscopio una retta inclinata a 45° come indicato in fig. 2A.

La lunghezza di questa retta, al centro dello schermo, deve essere uguale a circa metà del diametro dello schermo.

La calibrazione è allora terminata e non si deve modificare più alcuna regolazione dell'oscilloscopio, salvo qualche caso particolare, esaminando così i diversi componenti secondo il metodo indicato prima. Non ci si deve stupire se si ottengono degli oscillogrammi inversi di quelli indicati, perchè ciò dipende dalla direzione della deflessione orizzontale dell'oscilloscopio da sinistra a destra o da destra a sinistra, che può essere diversa a seconda dei costruttori. Per la stessa ragione, una doppia traccia può essere dovuta a

Fig. 3 - Oscillogrammi ottenuti effettuando la prova di un diodo semiconduttore (A) e di un raddrizzatore controllato al silicio (H). B = diodo buono; C = polarità inversa; D = diodo zener; E = raddrizzatore al selenio; F-G = diodo tunnel; I = con elettrodo di comando (G) aperto; J = con elettrodo di comando a massa.

Fig. 4 - Oscillogrammi ottenuti effettuando la prova di un transistor normale (A) e di un transistor unigiunzione (D). B = p-n-p: base a massa, n-p-n base al terminale orizzontale; C = p-n-p: base a terminale orizzontale, n-p-n: base a massa; E = con emettitore aperto; F = con emettitore a massa; G = con emettitore al terminale orizzontale.

un leggero sfasamento fra le tensioni di deviazione verticale e orizzontale alla frequenza di rete.

Prova dei componenti

Il componente sottoposto alla prova è in ogni caso collegato fra i terminali « orizzontale » J_3 e « massa » J_2 rispettando, all'occorrenza, la polarità del collegamento. Nel caso di un corto circuito, si ottiene una riga verticale (fig 2 B) e nel caso di un circuito aperto, una riga orizzontale (fig. 2 C).

Diodi semiconduttori

Collegare il diodo fra il terminale di massa (anodo) e J_3 (catodo) come indicato in fig. 3 A. Se il diodo è buono, l'oscillogramma risultante è quello di fig. 3 B; se il collegamento è inverso, l'oscillogramma è quello della fig. 3 C, esso ci permette di verificare la polarità se essa è incognita. Se una delle barre della lettera L è un po' più corta dell'altra oppure se l'angolo è arrotondato, il diodo deve ritenersi « sospetto ».

Diodi Zener

Il collegamento è identico. Se la tensione di Zener è inferiore a circa 10 V, l'oscillogramma è quello della fig. 3 D.

Raddrizzatori al selenio

Effettuare il collegamento della fig. 3 A. La fig. 3 E indica un oscillogramma tipico. Si noterà l'angolo arrotondato e la parte verticale di lunghezza breve.

Diodi tunnel

Effettuare il collegamento di fig. 3 A. L'oscillogramma è quello della fig. 3 F, con due righe verticali. Aumentando il guadagno verticale dell'oscilloscopio, si può ottenere l'oscillogramma della fig. 3 G che è quasi come quello di un diodo tunnel classico.

Raddrizzatore controllato al silicio

Realizzare i collegamenti della fig. 3 H senza collegare l'elettrodo di comando. L'oscillogramma deve essere quello della fig. 3 I.

Fig. 5 - Curva rappresentante l'angolo della riga con l'orizzontale secondo la resistenza; in ordinata sono riportati i gradi di inclinazione in rapporto all'orizzontale; in ascissa i valori di resistenza in ohm da 100 Ω a 100 kΩ.

Collegare poi l'elettrodo di comando alla massa J_2 che ci permette di ottenere l'oscillogramma della fig. 3 J, in quanto il raddrizzatore conduce allora durante un semiciclo, quando l'anodo e l'elettrodo di comando sono positivi rispetto al catodo.

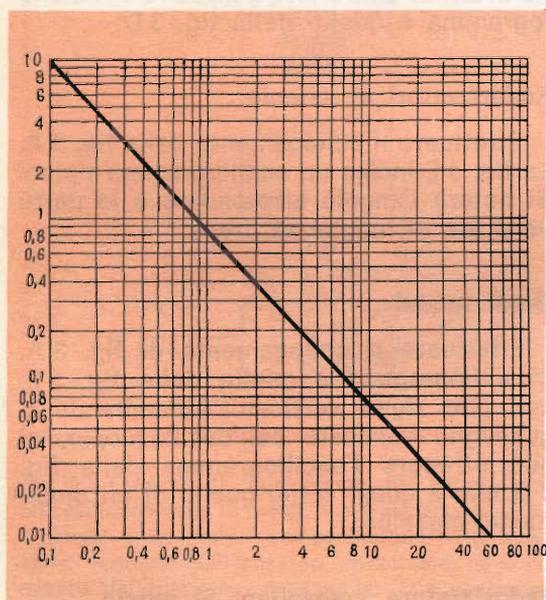



Fig. 6 - Curva per la misura del valore dei condensatori (vedere testo); in ordinata sono riportati i valori della capacità in μF e in ascissa il rapporto della lunghezza degli assi orizzontale e verticale.

Transistor

Per i transistor, essendo essenzialmente costituiti da due diodi aventi la base come punto comune, la prova è la stessa di quella dei diodi. Tuttavia si deve collegare il transistor come indicato dalla fig. 4 A, senza collegare la base.

L'oscillogramma è una riga diritta o leggermente incurvata. Se questa riga è troppo incurvata, il transistor presenta delle fughe. Nel caso di un corto circuito, la riga è verticale. Collegare poi la base alla massa. Si ottengono gli oscillogrammi delle figure 4 B, per un transistor p-n-p, e 4 C per un n-p-n. Si può così determinare se si tratta di un transistor n-p-n o di un p-n-p. Collegare in seguito la base all'ingresso J_3, cosa questa che inverte gli oscillogrammi (fig. 4 C per un p-n-p e 4 B per un n-p-n).

Se con queste due ultime prove, si ottiene un oscillogramma a forma di L, la giunzione del transistor è a circuito aperto.

Resistenze

Un circuito aperto fra i terminali J_2 e J_3 si traduce in una riga orizzontale e un cortocircuito in una riga verticale, è possibile ottenere, secondo la resistenza collegata delle righe di inclinazione diversa. La fig. 5 mostra l'angolo della riga con l'orizzontale secondo la resistenza. In queste condizioni è possibile avere una idea approssimata del valore di una resistenza compresa fra 10 Ω e 100 kΩ.

Per la prova dei potenziometri, può essere utilizzata la stessa curva e diverse righe d'inclinazione differente sono ottenute girando il perno di comando, essendo i potenziometri montati come resistenze variabili o esaminando la resistenza fra il cursore e ciascuna estremità.

Cellule fotoconduttrici

Collegare la cellula fra i terminali J_2 e J_3 e coprire la cellula con la mano. L'oscillogramma è una riga leggermente inclinata che corrisponde alla resistenza elevata della cellula in oscurità. Quando la cellula viene esposta alla luce, la riga

diventa verticale. La fig 3 permette di stimare la resistenza della cellula.

Condensatori

Collegare il condensatore sconosciuto fra J_2 e J_3 senza considerare la polarità per gli elettrolitici. Se il condensatore non è difettoso, l'oscillogramma è una ellisse con l'asse maggiore orizzontale per delle capacità fino a 0,85 μF. Per questo valore, l'oscillogramma è un cerchio e, al di sotto, l'asse maggiore dell'ellisse diventa verticale. Misurando il rapporto delle lunghezze dell'asse orizzontale e dell'asse verticale (vedere fig. 6) è possibile stimare il valore del condensatore.

Induttanze - Trasformatori - Relè

Collegare l'elemento fra i terminali J_2 e J_3. Per dei valori di induttanze inferiori a 5 H, si ottiene una ellisse con l'asse maggiore nel senso verticale. Per un valore di 5 H, l'oscillogramma è un cerchio. Per un valore superiore a 5 H, l'asse maggiore dell'ellisse diventa orizzontale. Si tratta tuttavia di un metodo molto approssimato, a causa della capacità dell'avvolgimento e dello sfasamento

Per le diverse prove dei componenti, il tracciacurve può permettere di confrontare gli oscillogrammi, utilizzando dei componenti di valore noto.

Δ

(Da « L'électricité-électronique moderne »)

Ad Aintrowen è stato realizzato, per la prima volta in esterni, un programma in diretta a colori.
Sotto il fascio di quattro riflettori, membri della corporazione del Brabante con i loro costumi colorati hanno effettuato uno spettacolo folcloristico sventolando degli stendardi.
Ottima la qualità dell'immagine sullo schermo: si è così dimostrato praticamente che è possibile raggiungere buoni risultati con riprese effettuate fuori studio.
Tutti i giornalisti che hanno seguito lo spettacolo su ricevitori del tipo di quelli che saranno immessi fra poco sul mercato in numerosi paesi d'Europa, si sono dichiarati entusiasti della perfetta qualità tecnica della trasmissione.

Ad Amburgo, per controllare se un aereo nelle fasi di decollo e atterraggio non mantiene il glide path *stabilito, provocando di conseguenza un frastuono non necessario che disturba quanti vivono nelle vicinanze, le autorità dell'aeroporto di Amburgo hanno installato due telecamere per il controllo della pista n. 1. Questo impianto, primo nel suo genere, è stato adottato al fine di mantenere i rumori entro limiti tollerabili.*
L'angolo di decollo e di atterraggio prescritto è segnato con una linea permanente sugli schermi dei monitor, collegati alle telecamere sicché l'addetto al controllo del traffico aereo può rendersi conto, guardando l'immagine di un aereo in decollo o atterraggio, se esso si trova al di sotto del limite di quota prestabilito e correggerne di conseguenza la traiettoria. In caso di contestazioni l'addetto fotografa l'immagine sullo schermo del monitor con un apparecchio a sviluppo rapido ed in dodici secondi la foto fornisce le prove dell'errore di quota dell'aereo.
Una delle due telecamere è installata sulla nuova torre radar e l'altra su un edificio poco distante.

DECODIFICATORE STEREOFONICO A CIRCUITI R.C.

Riportiamo, da una rivista francese, lo studio di un decodificatore stereofonico particolarmente interessante, in quanto è equipaggiato solamente di circuiti R.C. e di transistor; in esso sono state eliminate completamente le bobine e i trasformatori. Dobbiamo perciò fare notare ai nostri lettori che tale circuito è puramente sperimentale.

Tranne qualche eccezione, i decodificatori stereofonici, di qualunque tipo considerato, si basano praticamente su circuiti accordati di concezione classica, formati da avvolgimenti fatti su nuclei in ferroxcube e a grande coefficiente di sovratensione.

Con l'aumento dei circuiti integrati, questo metodo di concezione si trova di fronte a numerose difficoltà di ordine pratico in quanto queste bobine, in confronto ai circuiti integrati, hanno un ingombro proibitivo. Ciò spiega la ragione dell'interesse accordato ai montaggi a circuiti RC, che sebbene necessitino dell'impiego di un numero maggiore di componenti attivi, si prestano molto meglio ad essere accoppiati ai circuiti integrati. Comunque, come si può vedere proseguendo nel nostro studio, non si sono impiegate tecniche così avanzate. In effetti è possibile realizzare un decoder a circuiti RC, partendo da componenti di concezione classica come: condensatori e resistenze di tipo normale e transistor di serie corrente.

I circuiti di base

La realizzazione di un decoder a circuiti R.C. si basa esclusivamente sull'impiego dei filtri a doppio T a resistenze e condensatori. Tali filtri si presentano come indicato in fig. 1, dove il solo elemento variabile è costituito dalla resistenza regolabile R_3.

Normalmente, un filtro simile è destinato ad essere utilizzato nel circuito di controreazione di un amplificatore a grande guadagno. Quando non è così l'insieme funziona allora come un amplificatore a banda passante molto stretta, così che si ottiene la curva di risposta di fig. 2.

La fig. 3 è relativa allo schema di principio di un tale amplificatore dove si riconosce, in R_{fb}, una resistenza (che sarà sostituita da un filtro a doppio T) disposta in serie nel circuito di controreazione regolata fra l'uscita e l'ingresso di un amplificatore a grande guadagno.

Ricordiamo che su tutte le frequenze, escluso f_o (la quale corrisponde a quella

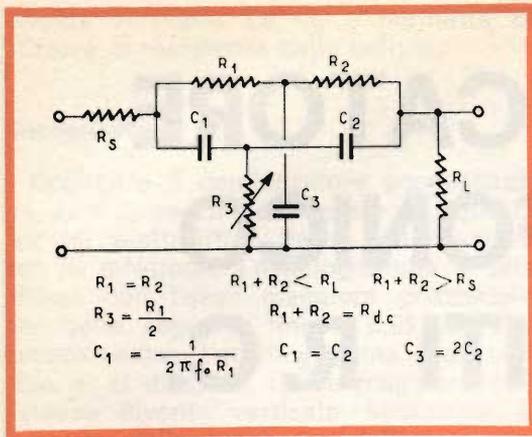



Fig. 1 - I circuiti di base del decodificatore R.C. sono costituiti da filtri a doppio T accordabili. R_s=impedenza della sorgente (debole); R_L = impedenza di carico (forte).

del filtro a doppio T) il guadagno dell'insieme si trova considerevolmente ridotto sotto l'effetto della controreazione (fig. 4). Al contrario, quando la frequenza applicata all'ingresso del montaggio corrisponde a quella del filtro a doppio T, la resistenza di quest'ultima, R_T (fig. 4) diventa praticamente infinita, mentre il guadagno dell'amplificatore ritrova il suo valore iniziale.

Questo è, in modo sommario, il principio di funzionamento di un amplificatore selettivo a filtro RC. Questo è il principio che è stato preso in esame nel caso del

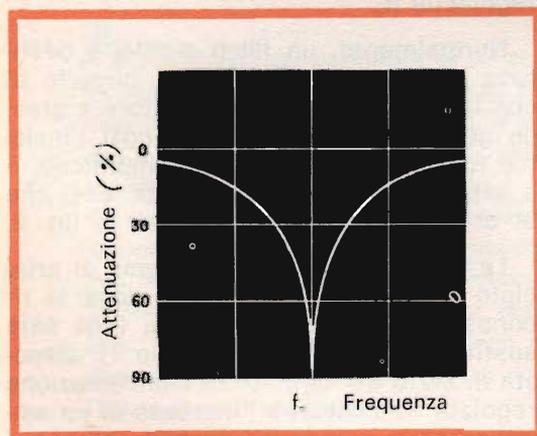



Fig. 2 - La selettività dei filtri R.C. utilizzati è estremamente « acuta ».

decoder stereofonico che stiamo esaminando, e che impiega questa tecnica, non solamente per la selezione della frequenza pilota a 19 kHz, ma anche per la generazione della sua portante a 38 kHz.

Un po' di teoria

Prima di passare all'aspetto pratico della questione, vogliamo ricordare brevemnte come si presenta il segnale multiplex che deve far funzionare il decoder.

Questo segnale è in effetti, portatore di numerose informazioni. Esso è formato in modo particolare dai segnali corrispondenti alla via destra (gamma di frequenze: 30 Hz - 15 kHz) e che sono formati dalla somma delle informazioni captate dai due microfoni (destro e sinistro) utilizzati nello studio di ripresa del suono. Per meglio fissare le idee, diciamo che il segnale ottenuto in uscita non è più, senza una certa analogia con quello che si può, per esempio, ottenere ai capi del fonocaptatore stereofonico, le cui uscite saranno collegate in parallelo e che saranno effettivamente utilizzate per capire una registrazione stereofonica.

Ma questo non è tutto. A 19 kHz si riscontra ciò che si chiama frequenza pilota, segnale di debole ampiezza, e che sarà utilizzato in ricezione, per ricostituire la sottoportante a 38 kHz (soppressa durante la trasmissione) modulata dalle bande laterali del segnale stereofonico propriamente detto; quest'ultimo è formato dalla differenza delle informazioni captate dai due microfoni delle vie destra e sinistra dei segnali. La gamma delle frequenze componenti si estende da 23.000 Hz a 53.000 Hz (38 kHz ± 15 kHz).

Ci sono tutti questi segnali che dovranno interessare il decoder stereofonico. Quest'ultimo dovrà dunque estrarre il 19 kHz dalla frequenza pilota, indispensabile all'ottenimento della sottoportante a 38 kHz — soppressa nella trasmissione — e che sarà ricostituita in ricezione

In seguito questo stesso decoder dovrà demodulare i segnali corrispondenti alle vie destra e sinistra che si troveranno partendo dalle informazioni **somma** e **differenza contenuti** nei segnali multiplex.

Infine — e sebbene questo non sia indispensabile al funzionamento dell'insie-

me — il decoder dovrà anche segnalare all'utilizzatore la presenza di una portante « stereo ».

Queste funzioni multiple sono assicurate dai diversi circuiti del decoder che tratteremo nel presente studio.

Il montaggio pratico

In tutti i decoder stereofonici, il problema n. 1 è quello della selezione del segnale a 19 kHz, a partire dal quale si ricostituisce la sottoportante a 38 kHz, indispensabile al buon funzionamento dell'insieme.

Q_3 sono collegate insieme da un anello di controreazione, includente un filtro a doppio T — di concezione analoga a quello esaminato in precedenza — e accordato su 19 kHz. Alfine di rendere l'accordo più esatto possibile è stata prevista una resistenza regolabile da 5 kΩ.

Questa deve essere regolata al momento della messa a punto dell'insieme all'inizio e quindi non deve essere più spostata. Sul collettore di Q_3 si dispone dunque di un segnale da 19 kHz a condizione, ben inteso, che sia presente una portante « stereo »; questo segnale è in seguito portato a 38 kHz, al livello di Q_4,

Fig. 3 - L'amplificatore utilizzato deve essere caratterizzato da un guadagno elevato.

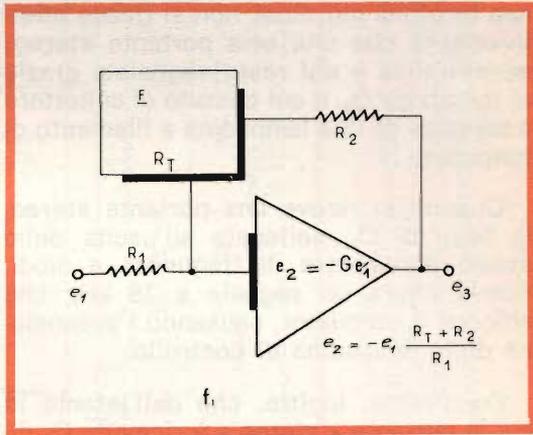



Fig. 4 - È nel circuito di controreazione dell'amplificatore che è disposto un filtro R.C.; F = filtro a doppio T accordato su f_o; f_1 = frequenza d'ingresso.

Vediamo come, nel caso del montaggio rappresentato in fig. 5, questo problema è stato risolto. Il segnale multiplex, proveniente dallo stadio rivelatore di un sintonizzatore o di un ricevitore F.M. è applicato a un amplificatore a larga banda costituito dai transistor Q_1 e Q_2.

Quest'ultimi sono montati in modo classico: bassi carichi di collettore, collegamenti con resistenze e condensatori. Da notare anche, nel circuito di emettitore di Q_2, la presenza di un insieme di correzione R.C. destinato a migliorare il funzionamento dello stadio alle frequenze superiori. Lo stadio seguente (Q_3) è utilizzato per selezionare il segnale a 19 kHz. Per far ciò, l'ingresso e l'uscita di

grazie a un montaggio duplicatore di frequenza a diodi.

Di solito, questa duplicazione è ottenuta grazie a un avvolgimento a presa centrale, che permette di disporre di segnali di fase opposta. Essendo in questo montaggio escluse le bobine, si è dovuto prevedere un'altra soluzione. Per far ciò, il transistor Q_4 è stato montato come sfasatore con carichi ripartiti (resistenze di collettore e di emettitore di valori identici) i segnali desiderati vengono prelevati sugli elettrodi corrispondenti. Contrariamente a quanto si fa abitualmente, i segnali a 38 kHz, ottenuti nel modo che abbiamo visto, non sono più utilizzati; in effetti sono utilizzati per sincronizzare un

oscillatore locale, centrato su 38 kHz e i cui segnali di uscita servono a bloccare alternativamente i diodi dello stadio demodulatore.

L'oscillatore a 38 kHz (Q_6) mette egli stesso in funzione un circuito a doppio T, disposto tra collettore ed emettitore, circuito di cui è possibile modicare leggermente l'accordo agendo su una resistenza regolabile da 5 kΩ.

Tuttavia il montaggio presenta una particolarità supplementare. I circuiti utilizzati sono, in effetti, concepiti in modo tale che in assenza della frequenza pilota a 19 kHz — dunque del segnale di sincronizzazione a 38 kHz — l'oscillatore locale non funziona più. Così, non si riceve effettivamente che una sola portante stereo; quest'ultima è del resto segnalata grazie al transistor Q_5, il cui circuito di collettore è caricato da una lampadina a filamento di tungsteno.

Quando si riceve una portante stereo, la base di Q_5, collegata all'uscita dello stadio duplicatore di frequenza a diodi, riceve allora un segnale a 38 kHz che sblocca il transistor, causando l'accensione della lampadina di controllo.

Precisiamo, inoltre, che dall'istante in cui la portante « stereo » è ricevuta Q_5 diventa conduttore, la polarizzazione di base di Q_6 è riportata a un valore normale: questo transistor cessa allora di essere bloccato, l'oscillatore locale si mette a funzionare, rendendo possibile la decodifica delle informazioni delle vie destra e sinistra.

Apriamo una parentesi per mettere in evidenza questa particolarità interessante, grazie alla quale le critiche fatte ai montaggi all'oscillatore locale sono cadute; in effetti i segnali a 38 kHz non possono essere praticamente generati che in caso di una ricezione effettiva di un programma stereofonico; nessun rumore di fondo parassita — dovuto ai residui della sottoportante a 38 kHz — può essere inteso nella ricezione monofonica, aumentando di molto il piacere dell'ascolto.

Per ritrovare i segnali corrispondenti alle vie destra e sinistra, si rende indispensabile un certo numero di operazioni.

In un primo tempo, conviene aggiungere il segnale stereofonico (23-53 kHz), corrispondente alla differenza delle informazioni delle due vie, alla sottoportante (38 kHz) ricostituita; questa è ottenuta applicando simultaneamente sui catodi dei due diodi del demodulatore il segnale stereofonico predetto e il segnale a 38 kHz; il risultato di questa operazione da l'ottenimento all'uscita di ciascuno dei lati del demodulatore, dei segnali B.F. differenza di modulazione delle bande laterali.

Precisiamo che tali segnali non saranno in grado di ricostruire gli effetti di una presa di suono stereofonico.

Così una seconda operazione è indispensabile al livello di questo stesso demodulatore, operazione avente per oggetto l'effettuazione della somma dei segnali G + D e G — D che permette di ritrovare le informazioni inerenti alle vie sinistra e destra.

Per questo fatto, in un secondo tempo, si addizionano i segnali somma e i segnali differenza all'uscita del demodulatore, i primi, essendo prelevati al livello del circuito di collettore di Q_2 e regolati alla uscita del demodulatore, e i secondi ottenuti dopo la demodulazione delle bande laterali.

In queste condizioni si ottiene allora:

1° $(G + D) + (G - D) = 2G$

2° $(G + D) - (G - D) = 2D$

vale a dire praticamente, i segnali portanti delle informazioni relative alle vie sinistra e destra.

Conclusioni

Abbiamo così visto che un decodificatore stereofonico a circuiti RC non è più complicato di un modello classico equipaggiato con bobine.

La sua realizzazione e la sua messa a punto sono semplificate di molto, poiché i soli interventi da effettuare riguardano l'accordo dei due filtri a doppia T, il primo accordato su 19 kHz, il secondo su 38 kHz, e la regolazione dell'ampiezza del segnale G+D (potenziometro da 50 kΩ).

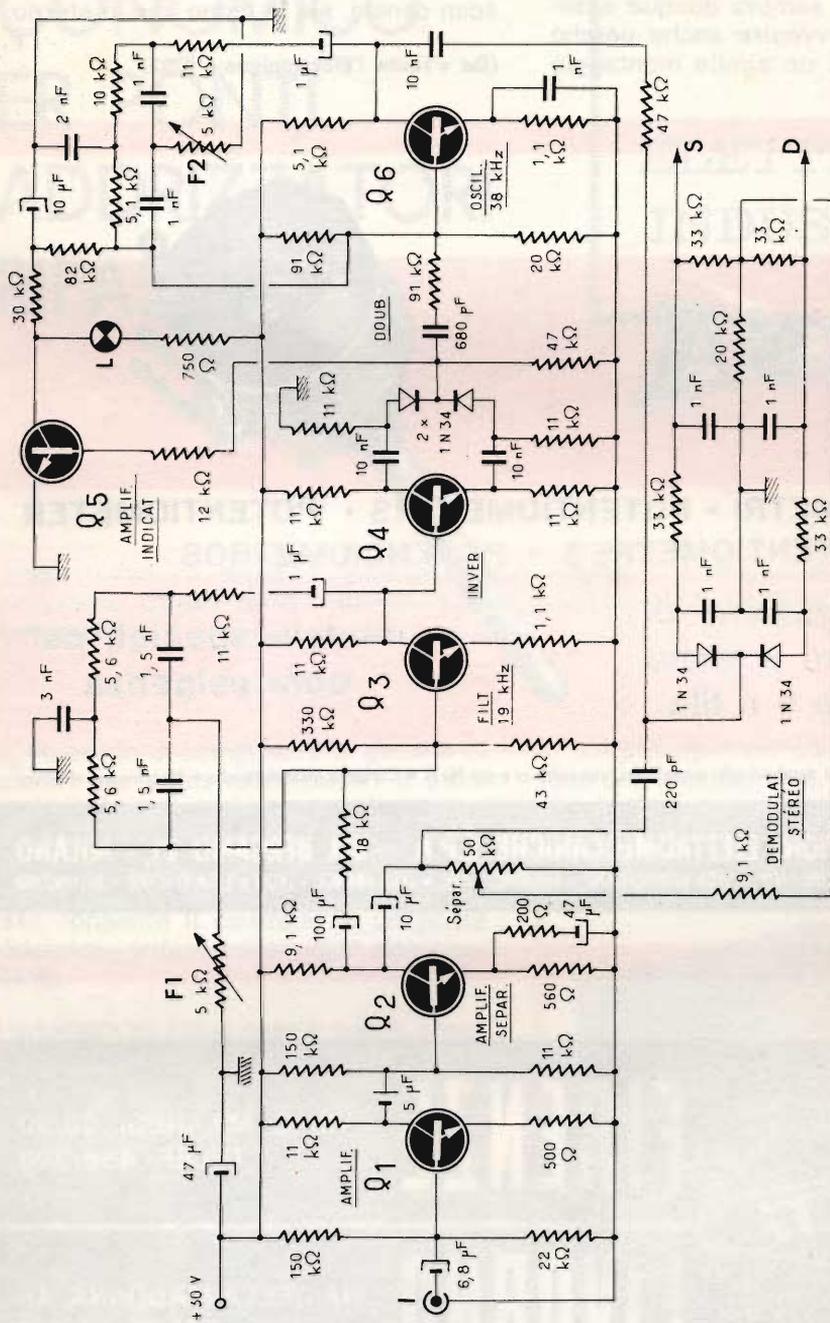



Fig. 5 - Schema del decoder stereofonico a circuiti R.C. I transistor Q_1 e Q_2 sono utilizzati nello stadio amplicatore a larga banda. I circuiti dell'amplificatore selettivo, accordato su 19 kHz sono disposti al livello di Q_3; Q_4 è uno stadio sfasatore, mentre Q_6 fa le funzioni di oscillatore a 38 kHz. Tutti i transistor impiegati nel circuito sono del tipo 2N703 o simili. F_1 = filtro regolabile a 19 kHz; I = ingresso; L = lampadina indicatrice dello stereo; F_2 = filtro regolabile a 38 kHz. INVER = invertitore di fase; DOUB = duplicatore di fase; S = uscita canale di sinistra, D = uscita canale di destra.

Ma la cosa più interessante è senza alcun dubbio il fatto che un tale decoder può essere effettivamente realizzato secondo le tecniche proprie dei circuiti integrati.

Questa soluzione sembra dunque essere la formula dell'avvenire anche perché le caratteristiche di un simile montaggio sono molto simili a quelle di un decodificatore di concezione tradizionale. In effetti la diafonia fra le vie è, nel caso più sfavorevole, inferiore a — 20 dB, il tasso di distorsione non supera lo 0,5% su ciascun canale, sia in mono che in stereo.

F. T.

(Da « Toute l'Electronique » 6702)

REGOLATORE ECONOMICO PER PONTI RADDRIZZATORI TRIFASE

ELETTRONICA INDUSTRIALE

ACS-U3

Presentiamo un nuovo regolatore che consente il controllo di un ponte raddrizzatore trifase misto; questo nuovo regolatore presenta notevoli vantaggi economici.

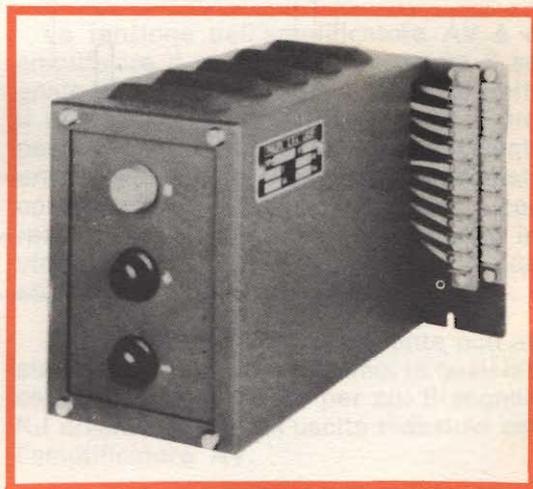
Allo scopo di completare la gamma di regolatori per ponti raddrizzatori a diodi controllati, è stato sviluppato un nuovo regolatore che possiede i pregi fondamentali dei regolatori della classe AC-DR.

Esso consente il controllo di un ponte raddrizzatore trifase misto, cioè non rigenerativo.

Il principio su cui si basa è quello ormai ben noto dei due anelli di reazione concentrici, uno per la corrente erogata ed uno per la tensione (o velocità) (fig. 1).

L'anello di corrente, concentrico ed interno a quello di tensione, porta al più efficiente sistema di limitazione della corrente oltre ad offrire minori problemi di stabilità in sede di installazione ed esercizio.

I due anelli sono realizzati con due amplificatori operazionali di alta qualità.

I circuiti d'accensione dei diodi controllati effettuano lo sfasamento degli impulsi col principio del controllo verticale. La fase dell'impulso cioè, è determinata confrontando una tensione sinusoidale, derivata da quella di rete, con una tensione

Regolatore ACS-U3.

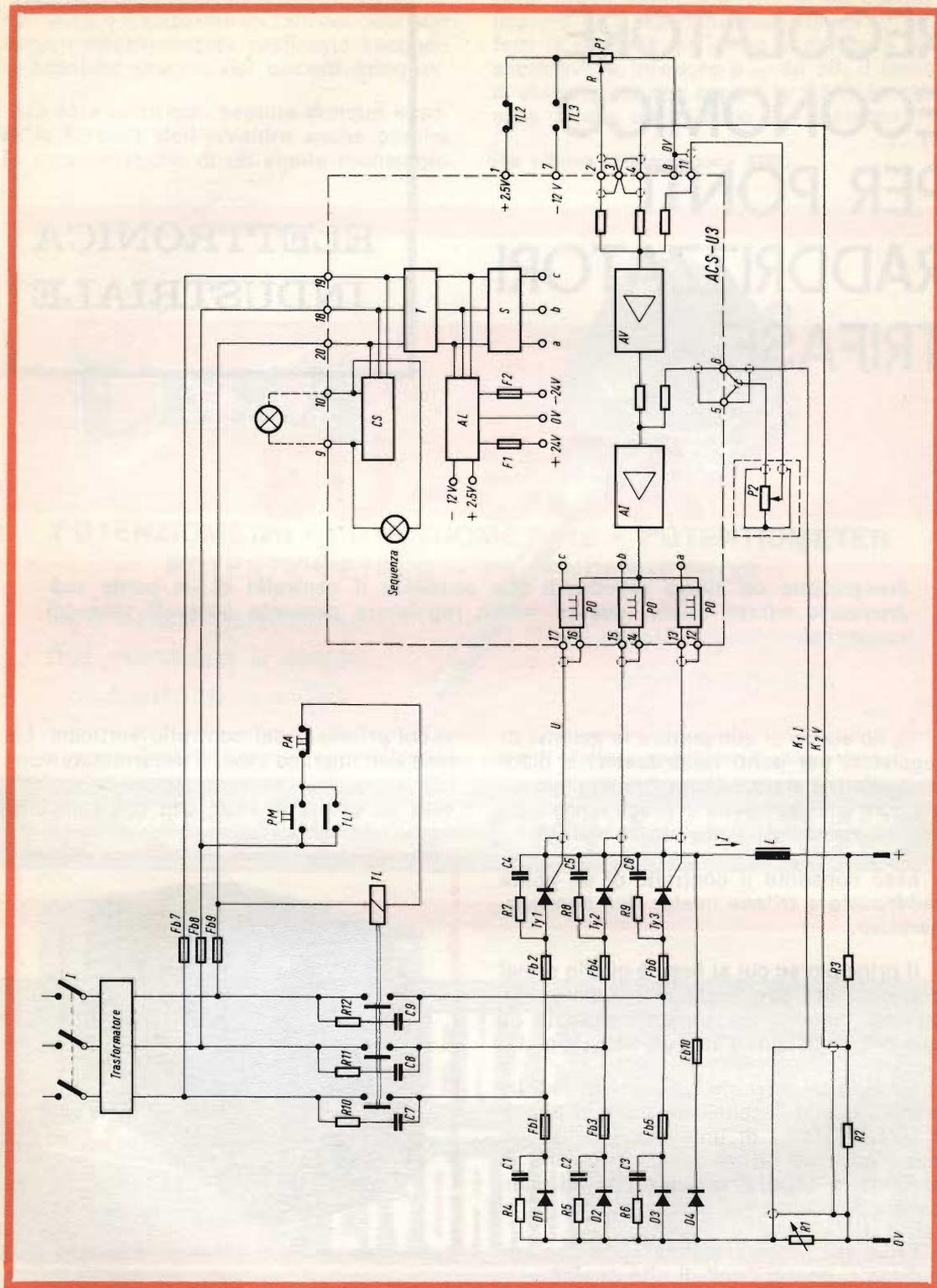



Fig. 1 - Schema d'impiego generale del regolatore ACS-U3.

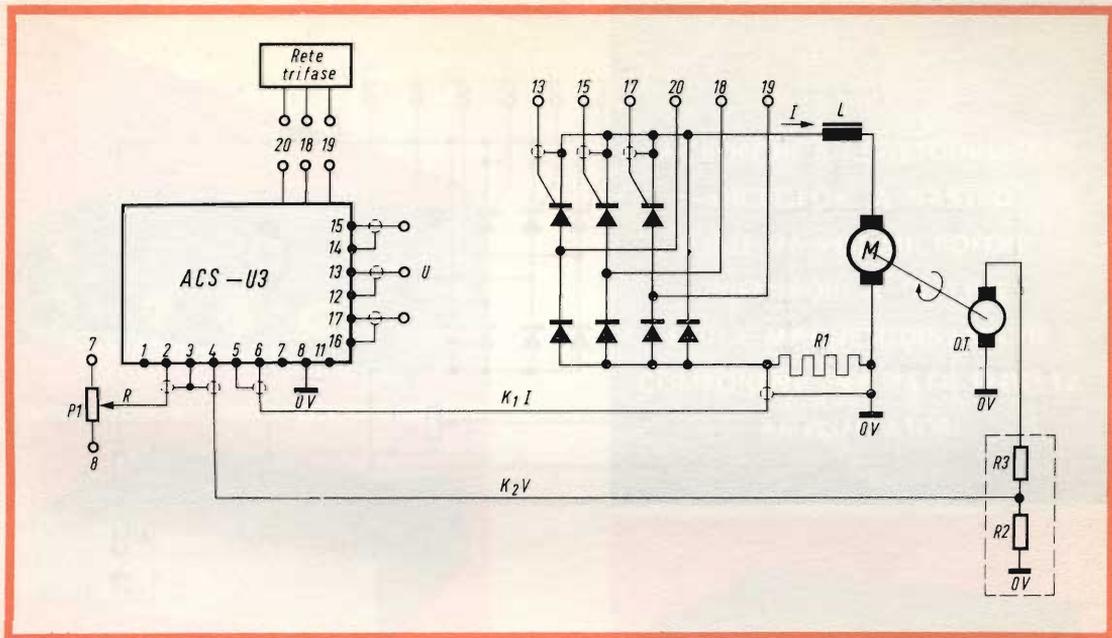



Fig. 2 - Azionamento motore c.c. con reazione tachimetrica e limitazione di corrente.

continua variabile (proporzionale al segnale d'errore). È così possibile ottenere fra l'altro una pronta ed efficace compensazione delle variazioni di rete.

Nell'applicazione di questo regolatore per l'azionamento di motori c.c., è possibile evitare l'uso della dinamo tachimetrica (fig. 2) perché si può reazionare la tensione d'armatura e introdurre la compensazione della caduta d'armatura stessa (fig. 3).

La particolare struttura dei circuiti di sincronismo esclude la possibilità che i disturbi sulla rete influenzino la fase d'innesco degli SCR.

In definitiva il nuovo regolatore si presenta come il dispositivo più economico che conservi tutti i pregi dei regolatori di alta classe.

In particolare il regolatore è composto da (fig. 1):

— due amplificatori operazionali, per i due anelli di reazione;

— tre parzializzatori (PD) per l'accensione dei diodi controllati;

— un alimentatore (AL) per i circuiti di regolazione e per il segnale di riferimento della grandezza di uscita;

— un trasformatore (T) per l'alimentatore (AL) e per la sincronizzazione dei parzializzatori (PD);

— un circuito di sincronismo (S).

La funzione dell'amplificatore AV è di amplificare il segnale differenza tra il segnale di riferimento R, prefissato tramite il potenziometro P_1, e il segnale K_2V proporzionale alla grandezza d'uscita. Questo errore amplificato viene poi confrontato con il segnale K_1I proporzionale alla corrente d'uscita del ponte raddrizzatore e inviato all'amplificatore AI. L'uscita di questo comanda gli sfasatori PD.

Con questo sistema la corrente può assumere come valore massimo, in qualsiasi condizione, quel valore per cui il segnale K_1I diventa uguale all'uscita massima dell'amplificatore AV.

I parzializzatori PD hanno il compito di fornire un impulso ai diodi controllati con fase variabile (rispetto ad una tensione sinusoidale fornita dai circuiti di sincro-

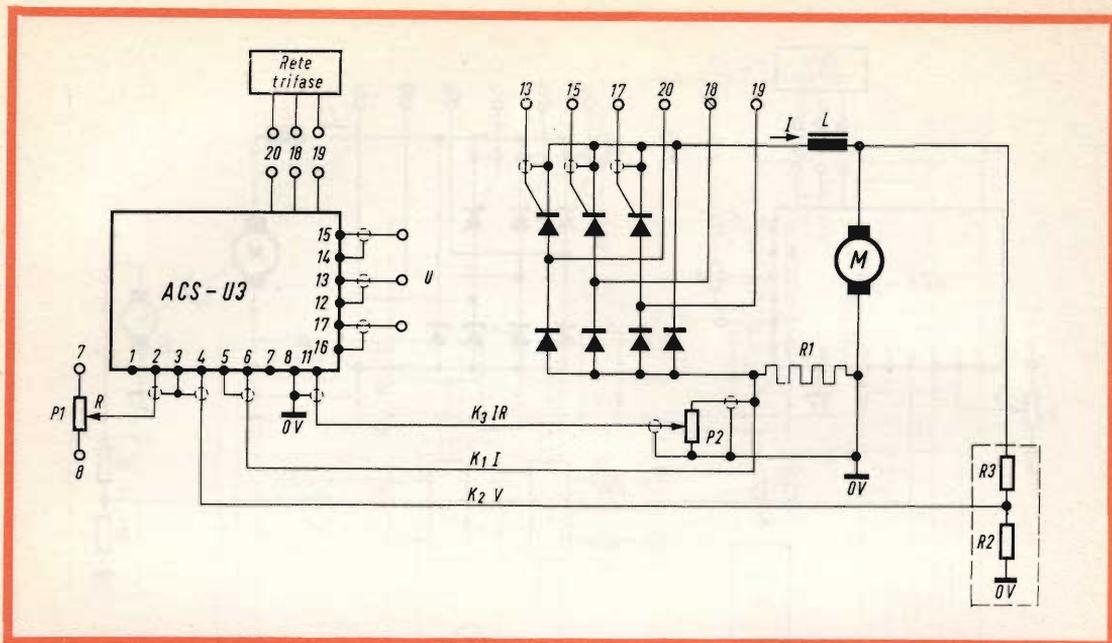



Fig. 3 - Azionamento motore c.c. con reazione di tensione d'armatura, limitazione di corrente e compensazione di caduta d'armatura.

nizzazione S) in funzione del segnale di uscita dell'amplificatore AI.

Le possibili applicazioni sono:

- azionamenti per motori c.c. con reazione tachimetrica o con reazione di tensione d'armatura e compensazione della caduta d'armatura (fig. 2, fig. 3);
- carica batterie a tensione e corrente costante;
- alimentatori c.c. di potenza, stabilizzati e protetti contro i corto circuiti;
- eccitatrici statiche per macchine c.c. e generatori c.a. con caratteristica di uscita imposta;
- termoregolatori di elevata precisione;
- saldatrici in corrente continua.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Alimentazione

Trifase
220 V ± 20%
50 Hz ± 5%

Ingresso di comando R

0 ÷ — 12 V (tensione di riferimento interna)

Uscite U per comando raddrizzatori controllati

3 impulsi modulati in fase fra 0° e 180° C su 3 uscite indipendenti

Uscita del ponte raddrizzatori

regolabile da 0 al massimo con continuità

Stabilizzazione della grandezza d' uscita

± 1% per variazioni di rete del ± 20% e del carico tra 0 e 100%.

Stabilizzazione della corrente I del ponte raddrizzatori

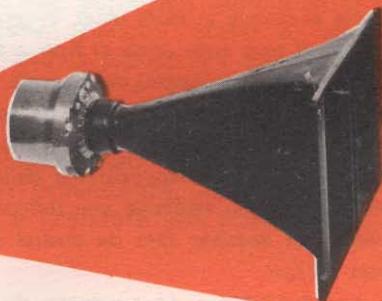
± 3% per variazioni di rete del ± 20% e della resistenza di carico dal massimo a zero

Temperatura ambiente di funzionamento

0 ÷ + 50° C

NOTE D'IMPIEGO (fig. 1)

- Il segnale sullo shunt K_1I, per corrente pari al valore di limitazione, deve es-

sere di 1,2 V (morsetti 6-5 del regolatore, col (+) in 5).

— Il segnale di reazione della grandezza regolata K_2V deve essere di 12 V per il massimo di tale grandezza (morsetti 4-3 del regolatore col (+) sul 4).

— L'apparecchiatura viene fornita generalmente predisposta per rete 220 V. Per rete a 380 V si devono spostare i tre conduttori 1-2-3 del trasformatore T dalla posizione 220 V alla posizione 380 V.

— La compensazione della caduta d'armatura si ottiene applicando al terminale 11 del regolatore (fig. 1, fig. 3) un segnale prelevato dallo shunt R_1 a mezzo del potenziometro P_2.

ELENCO MATERIALI (fig.1)

$R_1 = \frac{1,2\ (V)}{I_{usc\,max}\ (A)} = ...\Omega$ (potenza $W = R_1 I^2_{usc\,max}$)

$R_2 = 1\ k\Omega,\ 1/2\ W$

$R_3 = \frac{V_{usc\,max}\ (V) - 12}{12 \cdot 10^{-3}} = ...\Omega$

(potenza $W = \frac{V^2_{usc\,max}}{R_3}$)

$R_{10} \div R_{12} = 47\ \Omega,\ 10\ W$

$C_7 \div C_9 = 2,5\ \mu F,\ 500\ V_{ca}$

$P_1 = 2,2\ k\Omega\ (> 0,5\ W)$

$P_2 = 2,2\ k\Omega\ (> 0,5\ W)$

N.B. - La sequenza d'inserzione, rivelata mediante CS, è esatta, se la lampadina sequenza è accesa; in caso contrario si devono invertire due fili della linea trifase di alimentazione generale.

*

E' stato realizzato di recente un Phmetro da laboratorio che a lettura diretta, permette misure di pH, pNa, pK, misure di ossidoriduzione e misure di mV in generale. Questo strumento può inoltre essere usato per titolazioni potenziometriche e amperometriche nonché per misure di cariche elettrostatiche. In unione ad un registratore può essere utilizzato per le registrazioni del pH. Ma la caratteristica più rilevante del Phmetro è la sua precisione.

Questa si ottiene in molti modi. Vi sono intervalli 14 pH (1200 mV), 6 pH (600 mV) e 2 pH (200 mV). Il punto di zero sulle scale di 6 pH e 2 pH può essere spostato per mezzo di un commutatore lungo l'intera lunghezza della scala. La massima precisione di lettura è ottenuta, per ogni misura, sia selezionando in modo appropriato il campo di misura, sia tenendo conto della scala a specchio con l'indice a coltello. Vi è un ampio campo di regolazione per il potenziale di asimmetria; la compensazione della temperatura può essere fatta tanto manualmente quanto automaticamente mediante una termoresistenza di nichel o platino; per ovviare alle piccole differenze nel segnale dato da diversi elettrodi si può correggere la «pendenza», cioè il rapporto mV/pH.

La riproducibilità e l'accuratezza di lettura è 0,5% fondo scala; il massimo errore è 0,01 Δ pH + + r pH (dove Δ pH è la differenza tra il valore misurato e il valore di riferimento ed r è l'errore di riproducibilità); il massimo errore in mV è 1,2% f.s.; la stabilità è di 0,02 pH o 2 mV nelle 24 ore (non cumulate).

Se usato con particolari elettrodi a ioni, il Phmetro è adatto sia per misure di concentrazioni di ioni Na_+ e K^+, che per misure di pH e mV.

Gli elettrodi che si possono reperire sono adatti per campi di impiego da 0 a 12 pH oppure da 0 a 14 pH negli intervalli di temperatura da 0 a 70 °C e da 0 a 130 °C.

OSCILLOSCOPIO A RAGGI CATODICI

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

Parte IV

Continuiamo questa serie di articoli a carattere divulgativo con la presentazione dello studio di un oscilloscopio a raggi catodici.

La caratteristica di un tubo a raggi catodici a due deviazioni elettrostatiche è stata riportata in precedenza.

Quando le due deviazioni, orizzontale e verticale, agiscono nello stesso tempo sul fascetto, lo spot devia anch'esso orizzontalmente o verticalmente nel piano, generalmente verticale dell'oscilloscopio e i due movimenti dello spot si compensano come in meccanica.

Consideriamo la fig. 1, dove lo schermo è stato rappresentato sotto forma rettangolare.

Se le quattro placche di deviazione D_1 - D'_1 e D_2 - D'_2 non sono allo stesso potenziale, per esempio + **E,** dell'anodo finale, il fascetto non devia più e lo spot si trova al centro dello schermo rettangolare o al centro del cerchio se lo schermo è circolare.

Si prenda la posizione 0. Se le placche di deviazione non sono più allo stesso potenziale, lo spot prenderà una posizione diversa, per esempio a. Sulla fig. 1 si è rappresentato a destra la disposizione delle quattro placche di deviazione D_1 - D'_1 e D_2 - D'_2 viste da un osservatore posto davanti allo schermo. Supponiamo che le tre prime placche siano al potenziale + **E** e che la placca D'_2 sia al potenziale + **E** + **e**, vale a dire a un potenziale più positivo di quello delle altre placche.

In questo caso, secondo le indicazioni date in precedenza, esso devierà verso destra e prenderà una posizione b; la di-

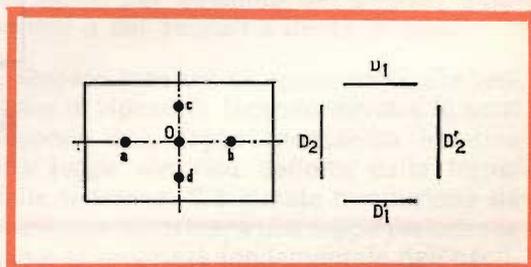



Fig. 1 - Rappresentazione dello schermo in forma rettangolare con le quattro placche di deviazione.

stanza O-b è proporzionale al valore della tensione **e** aggiunta ad **E**.

Nello stesso modo, si vedrà che se tutte le tensioni delle placche sono + **E** meno quella di D_2 che è **E** + **e**, lo spot prenderà la posizione a.

Si può ottenere lo stesso risultato con D_1 - D'_1 e D_2 alla tensione **E** e D'_2 alla tensione **E** — **e** perché, come in precedenza, D_2 è una tensione più positiva di **e** volt di quella di D'_2.

Si può così ottenere la stessa posizione a portando D_2 a **E** + 0,5**e** e D'_2 a **E** — 0,5**e**, essendo sempre la differenza + 0,5**e** — — (— 0,5) = **e** volt. Lo spostamento verticale dello spot, che prende per esempio la posizione **c** o **d**, si ottiene allo stesso modo.

Montaggio pratico di un oscilloscopio

L'oscilloscopio è un apparecchio di misura e di verifica che utilizza un tubo a raggi catodici, come quello indicato in precedenza. In un oscilloscopio si trova, oltre al tubo a raggi catodici:

1. I circuiti di alimentazione che portano gli elettrodi alle tensioni continue convenienti.
2. Una sorgente di accensione dei filamenti F.
3. Delle regolazioni che permettono di far variare la tensione di alcuni elettrodi.
4. Delle prese di collegamento delle sorgenti dei segnali applicati alle placche di deviazione.

Studiamo ora queste parti dell'oscilloscopio.

L'alimentazione ad alta tensione, dell'ordine di 500-5000 V secondo il tipo del tubo si chiamerà alimentazione EAT. L'EAT si ottiene partendo da un sistema di alimentazione classico con trasformatore, raddrizzatore e filtro. La tensione continua ottenuta è applicata fra la massa e il positivo dell'EAT.

Fra questi due punti si monta una catena di resistenze e di potenziometri P_1, P_2, R_1, R_2, R_3.

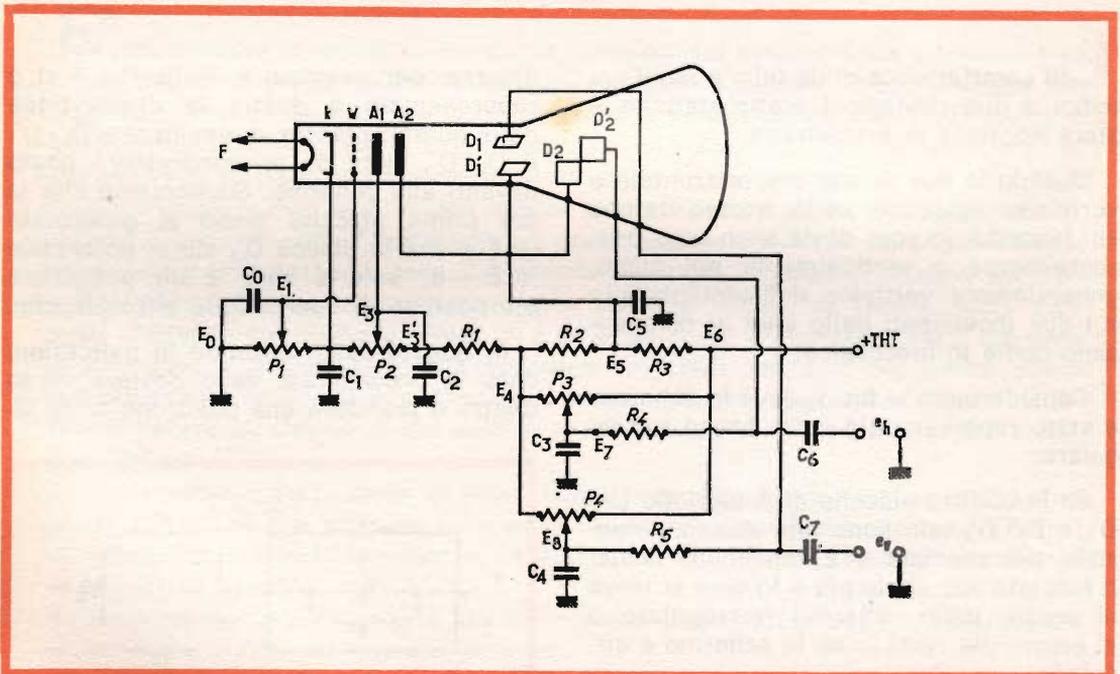



Fig. 2 - Schema di principio di un oscilloscopio. Le placche D_1 e D_1' servono per la deviazione verticale mentre D_2 e D'_2 per la deviazione orizzontale.

In parallelo su $R_2 + R_3$, si montano i potenziometri P_3 e P_4. Alcuni condensatori di disaccoppiamento C_1 - C_5 sono montati fra la massa e i punti in cui la tensione non deve variare a causa dell'influenza dei segnali esterni. Il filamento è alimentato in alternata con un avvolgimento del trasformatore d'alimentazione e non serve che a riscaldare il catodo K.

Le tensioni da E0 a E6 sono evidentemente crescenti positivamente da zero (tensione della massa) fino a E_6 = EAT. I cursori dei potenziometri P_3 e P_4 posti a cavallo sulle resistenze R_2 e R_3, possono essere portate, secondo la loro posizione, a una tensione E_7 e E_8 compresa fra E_4 e E_6, e passando per E_5.

Si montano gli elettrodi del tubo a raggi catodici nel modo seguente: il catodo è polarizzato positivamente alla tensione E_2 ottenuta alla giunzione di P_1 e P_2.

La griglia di Wehnelt è collegata al cursore di P_1. È dunque chiaro che la sua tensione E_1 varierà, secondo la posizione del cursore fra zero volt e + E_2 volt. Sarà dunque sempre negativo rispetto al catodo, condizione questa obbligatoria.

Si vede, in seguito, che l'anodo di concentrazione A_1 è collegato al cursore di P_2. La tensione E_3 sarà, di conseguenza, regolabile fra E_2 ed E_3. L'anodo finale A_2 è collegato al punto comune delle resistenze uguali R_2 e R_3, dunque la tensione E_5 è la media fra le tensioni E_4 e E_5. Si sono qui indicate due regolazioni essenziali dell'oscilloscopio: quella di luminosità con P_1 e quella di concentrazione elettrostatica con P_2.

Passiamo al montaggio delle quattro placche di deviazione elettrostatiche D_1 - D'_1 di deviazione verticale e D_2 - D_2' di deviazione orizzontale. D_1' e D_2 sono collegate direttamente ad A_2, dunque, il loro potenziale è E_5, quello di questo anodo finale.

D_1 è collegato al cursore di P_4 per mezzo di una resistenza R_5. D'_2 è collegata al cursore di P_3 con R_4.

Le correnti passanti per R_4 e R_5 sono estremamente deboli. Si realizzeranno così due dispositivi di deviazione dello spot.

P_3 permette di far deviare lo spot orizzontale sullo schermo. Quando il cursore è dal lato di R_1, la tensione di D'_2 è più bassa di quella di D_2, dunque lo spot sarà disposto verso sinistra, per esempio in a (fig. 1). Quando il cursore sarà al centro di P_3, la tensione D'_2 sarà uguale a quella di D_2 vale a dire E_5 volt, dunque lo spot sarà al centro, in O.

Allo stesso modo, quando il cursore di P_3 si disporrà verso R_3, lo spot sarà a destra, per esempio in b perché in questo momento, la tensione di D'_2 sarà superiore a quella di D_2.

Allo stesso modo si vedrà che con P_4, lo spot sarà disposto verticalmente facendo variare la tensione di D_1 rispetto a quella fissa di D'_1 uguale a E_5.

Si realizza un dispositivo di deviazione manuale dello spot nelle due direzioni: orizzontale e verticale e in ciascuno dei due sensi: da sinistra a destra o da destra a sinistra, dall'alto al basso o dal basso all'alto. È importante non confondere la direzione con il senso per non utilizzare la parola senso al posto di deviazione, come si fa spesso.

Questo spostamento lento e manuale permette di centrare lo spot. Regolando P_3 e P_4 verso il centro della pista resistiva si metterà lo spot al centro O.

Deviazione « rapida » dello spot

Per ottenere una deviazione rapida dello spot, si devono applicare alle placche di deviazione D_1 - D_2' delle tensioni varianti rapidamente, come quelle dei segnali periodici, per esempio dei segnali sinusoidali o dei segnali a dente di sega.

Queste tensioni si aggiungono alla tensione di riposo E_5 facendo deviare lo spot secondo una legge meccanica identica alla legge elettrica definita dalla forma della tensione. C'è questa trasduzione da una legge elettrica, a una legge meccanica che è la proprietà fondamentale dell'oscilloscopio, rendendo visuale una variazione di tensione elettrica.

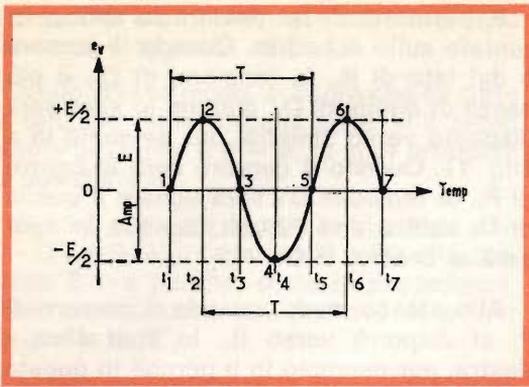



Fig. 3 - Rappresentazione grafica di un segnale sinusoidale.

Segnali periodici

Riportiamo qualche indicazione sui segnali periodici. Si indica sulla figura, il periodo:

$$T = t_5 - t_1 = t_6 - t_2 \text{ ecc}$$

l'ampiezza:

$$E = + E/2 - (- E/2)$$

Si può così constatare che il periodo è la differenza fra i due tempi corrispondenti a due valori uguali di tensione, le variazioni di questi si effettuano nello stesso tempo: oppure, in modo generale, quando il gruppo considerato fra l'inizio del periodo e la fine è terminato e comincia un nuovo gruppo, identico a quello precedente. Si dice così, per questa ragione,

Fig. 4 - Rappresentazione grafica di un segnale a dente di sega.

periodo di ripetizione. L'ampiezza è la differenza fra la tensione più elevata raggiunta e la tensione più bassa; nel nostro esempio + E/2 e — E/2 rispettivamente. Sulla fig. 4 si è rappresentata una tensione a dente di sega. Il periodo è T e l'ampiezza E.

Nei due casi, la tensione del segnale è e (e_v o e_o) e varia secondo i tempi considerati fra — E/2 e + E/2, queste tensioni sono di conseguenza il massimo e il minimo della tensione.

Deviazione verticale e orizzontale

Esaminando la fig. 3, si constata che essa contiene tutti gli insegnamenti concernenti il segnale sinuosidale considerato: la sua forma, il suo periodo e la sua ampiezza. La curva sinusoidale è in realtà la rappresentazione grafica del segnale dove l'ampiezza della tensione e_v è in funzione del tempo t. È dunque chiaro che è possibile fare apparire la stessa curva sullo schermo dell'oscilloscopio se, in direzione verticale lo spot si dispone secondo la legge che esprime il valore e_v in funzione del tempo:

$$e_v = 0{,}5\,E \text{ sen } (2\pi ft) = $$
$$= 0{,}5\,E \text{ sen } (2\pi t/T)$$

poichè $T = 1/f$.

Come si sa il seno varia fra — 1 e + 1 passando da zero. Quando il seno è uguale a — 1, $e_v = 0{,}5\,E$ (oppure — E/2); se il seno è uguale a zero, $e_v = 0$ e se il seno è uguale a 1, $e_v = + 0{,}5\,E$; questo si vede sulla fig. 3. Il solo movimento verticale dello spot, tuttavia, non è sufficiente per poter fare apparire la curva. Con il solo movimento verticale, lo spot descriverà una retta come c-d (fig. 1) e non sarà più quella la legge secondo la quale si produce questa deviazione.

Per ottenere una curva, si deve fare in modo che lo spot devii così orizzontalmente. La velocità dello spot nella direzione orizzontale deve essere costante, gli spazi percorsi essendo proporzionali ai tempi. Questo corrisponde esattamente alla legge seguente:

$$v_o = \alpha t$$

essendo v la tensione crescente con il tempo, applicata alla placca D'_2 (fig. 2). Questa placca diventa sempre più positiva, lo spot devierà da sinistra a destra e come lo spot devia anche in direzione verticale secondo la legge sinusoidale, la sinusoide apparirà sullo schermo.

Questo dispositivo non è tuttavia pratico, perchè dopo aver deviato orizzontalmente da sinistra a destra e verticalmente secondo la legge e_v indicata sopra, lo spot uscirà dai limiti dello schermo e non si vedrà più nulla. Nel modo di rappresentazione delle curve oscillografiche, si procede nel modo seguente:

1. Durante i tempi $t_1 \div t_5$ per esempio (vedere fig. 3) lo spot devia da sinistra a destra con velocità costante. Questo si ottiene con una variazione di tensione di deviazione orizzontale uguale a un valore conveniente che noi chiameremo con E. Quando il tempo $t = t_5$, la tensione di deviazione orizzontale riprenderà il suo valore iniziale durante un tempo nullo. Lo spot riandrà, di conseguenza, nel suo movimento orizzontale, nel punto dove è partito, per esempio al punto **a** di fig. 1. La legge, di questo genere di deviazione orizzontale, è detta a dente di sega. La tensione a dente di sega è e_o (fig. 4).

Se il periodo T' del dente di sega è uguale al periodo T, è chiaro che durante questo periodo:

a) verticalmente lo spot devierà secondo la retta d-c (fig. 1) secondo la legge sinusoidale;

b) orizzontalmente lo spot devierà da **a** a **b** secondo la legge lineare (parte montante del dente di sega);

c) la composizione dei due movimenti darà una curva che sarà un ramo di sinusoide corrispondente al periodo:

$$T = t_5 - t_1 = T' = Q_2 - Q_1$$

vedere figg. 3 e 4.

La curva ottenuta chiamata oscillogramma è mostrata in fig. 5.

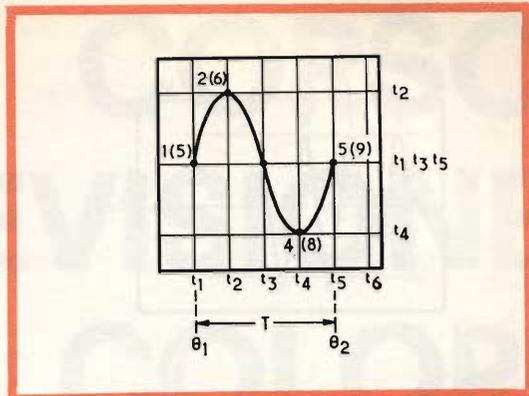



Fig. 5 - Oscillogramma di una sinusoide.

Al tempo t_1 lo spot è al punto 1, più a sinistra della curva. La tensione sinusoidale è zero volt e la tensione a dente di sega — 0,5 E'.

Al tempo t_2, lo spot è al punto 2, la tensione sinusoidale è + 0,5 E e quella a dente di sega — 0,25 E'.

Al tempo E_4, si ha il punto 4, con $e_v =$ $= -0{,}5$ E.

Al tempo t_3, lo spot è al punto 3, $e_v =$ $= 0$ e $e_o = 0$. Al tempo 4, si ha il punto 4 con $e_v = -0{,}5$ E e $e_o = +0{,}25$ E'; infine al tempo t_5, il punto 5 corrisponde a $e_v = 0$ e $e_o = +$ E'/2.

A questo momento t_5 (o Q_1 sulla fig. 4), la tensione e_o ritorna bruscamente al va-

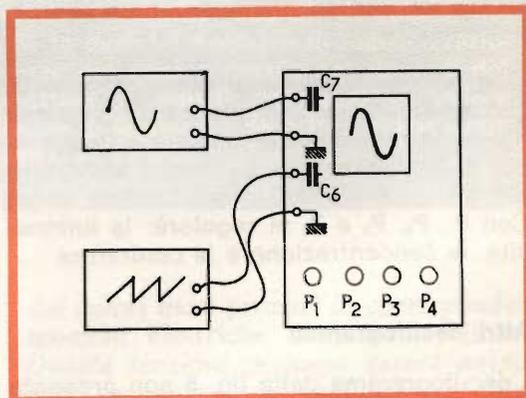



Fig. 6 - Esempio di collegamento di un generatore a dente di sega e di un generatore sinusoidale a un oscilloscopio.

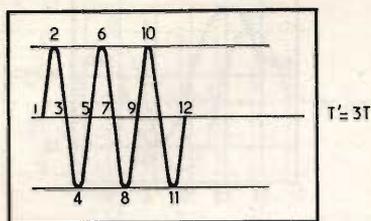



Fig. 7 - Rappresentazione di un oscillogramma rappresentante un segnale sinusoidale a tre periodi.

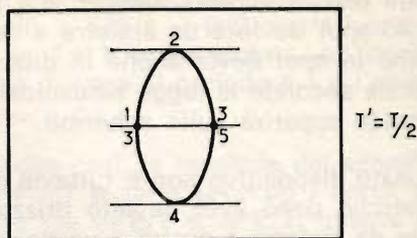



Fig. 8 - Oscillogramma di una sinusoide con il semiperiodo negativo spostato.

lore —0,5 E', dunque lo spot ritorna al punto 1. Questo punto 1 del primo ramo della sinusoide corrisponde al punto 5, inizio del secondo ramo della sinusoide 5-6-7-8-9. La tensione e_v, varia come in precedenza e non allo stesso modo della tensione e_o. I rami successivi di forma identica della sinusoide si sovrappongono. Il montaggio pratico necessario per ottenere un oscillogramma come quello di fig. 5 è indicato in fig. 6. L'oscilloscopio è associato a due apparecchi chiamati generatori (G) o sorgenti di segnali.

Il segnale sinusoidale (G seno) da, come il suo nome indica, una tensione sinusoidale e_v al periodo T_o, ciò che è lo stesso, alla frequenza f = 1/T. Il generatore di tensione a dente di sega (G di T_s) da una tensione e_o al periodo T' e nel nostro esempio T' = T e f' = f.

Si collega il primo al condensatore C_7 che trasmetterà alla placca D_1 (vedere fig. 2) la tensione sinusoidale e il secondo, al condensatore C_6, che trasmetterà alla placca D'_2 la tensione a dente di sega. Con P_1, P_2, P_3 e P_4 si regolerà: la luminosità, la concentrazione e la centratura.

Altri oscillogrammi

L'oscillogramma della fig. 5 non presenta che un solo periodo della sinusoide. Si possono così rappresentare tre periodi corrispondenti ai punti 1 - 12 sui quali si sovrappongono i punti da 12 a 24 ecc.

È sufficiente per questo che il periodo T' della tensione a dente di sega sia uguale a 3 T.

In effetti, è chiaro che se lo spot devia orizzontalmente da sinistra a destra durante un tempo 3 T, la deviazione verticale corrisponderà a tre periodi di sinusoide.

Gli altri oscillogrammi che rappresentano più periodi saranno ottenuti nello stesso modo prendendo T' = nT (n = 2, 3, 4...). Un altro caso interessante è quello in cui T' = T/n, per esempio n = 2, vale a dire T' = 0,5 T. Si ottiene allora durante il primo semi periodo di T' la parte 1 - 2 - 3 (fig. 3) della sinusoide. Lo spot ritornerà a sinistra, il punto 3 si sovrappone al punto 1 e la parte 3-4-5 della sinusoide è descritta sotto la prima come mostra l'oscillogramma della fig. 8.

Altre forme di oscillogrammi sono ottenute quando si inizia a partire da un punto diverso da 1, per esempio dal punto 2, 3 o 4.

Allo stesso modo, gli oscillogrammi più complessi sono ottenuti con un **n** frazionario. Questi oscillogrammi si chiamano figure di Lissayous.

In un oscilloscopio si trovano così altri dispositivi, principalmente quelli di sincronismo di cui ci occuperemo in seguito.

(da « Le Haut-Parleur » 6612)

6ª Parte - a cura di L. Cascianini

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

IL SEGNALE DI LUMINANZA E I SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Si suppone di trasmettere una serie di 8 barre colorate verticali. I colori sono i tre primari noti e i relativi complementari. I colori delle 8 barre (compresi il bianco e il nero) sono disposti in maniera che il rispettivo segnale di luminanza produca, partendo da sinistra dello schermo, una « scala di grigi » nella quale l'intensità del grigio aumenta gradualmente dal bianco al nero. Di questi colori si calcola il valore del segnale di luminanza. Si introduce il concetto di segnale differenza di colore. Si dimostra che non è necessario trasmettere tutti e tre i segnali differenza di colore. Bastano il segnale differenza di colore del rosso e del blu. Il segnale differenza di colore del verde si può « estrarre » in ricezione da una combinazione lineare dei segnali differenza del rosso e del blu. Si illustra il funzionamento del cinescopio usato come matrice per ricavare dai tre segnali differenza di colore e dal segnale di luminanza, i primitivi segnali di colore, necessari per il pilotaggio del cinescopio. Si fa qualche esempio di matricizzazione. Si dimostra infine che date le limitatezze dell'occhio umano nei riguardi del dettaglio colorato non è necessario trasmettere i segnali differenza di colore con la stessa larghezza di banda del segnale di luminanza (5 MHz). È sufficiente per essi una larghezza di banda di 1 MHz.

I segnali di uscita della telecamera sono tre. Uno è in diretta relazione con la componente rossa, un secondo con la componente verde ed un terzo con la componente blu in cui è stata suddivisa tutta l'informazione di colore della scena da trasmettere. Nella telecamera abbiamo quindi una prima trasformazione dei colori fisici primari *in corrispondenti* tensioni elettriche di colore primario. *Queste tensioni possono essere amplificate singolarmente mediante tre amplificatori a larga banda e applicate tramite cavo ai tre elettrodi di controllo di un cinescopio tricromico (catodi o griglie controllo). Per un'esatta riproduzione*

delle tonalità dei colori della scena è necessario che in ciascuno dei tre amplificatori avvenga la cosiddetta compensazione del « gamma ». Questa compensazione non fa altro che « modificare » l'amplificazione del segnale di ciascun canale in maniera da compensare la non-linearità esistente nel cinescopio tra variazione di tensione dell'elettrodo di controllo e la corrispondente variazione del flusso luminoso emesso dai « fosfori » depositati sullo schermo. Questo è tutto quello che si richiede per la trasmissione di immagini a colori su circuito chiuso.

Se si vuole invece trasmettere un'immagine a colori « via radio » non è più possibile inviare queste tre informazioni mediante, per esempio, modulazione di ampiezza di tre portanti distinte. Ciò a causa della limitatezza dello spettro elettromagnetico assegnato alle « trasmissioni » normali. Non è possibile trasmettere « via radio » queste tre informazioni di colore anche per il fatto che un televisore a colori sintonizzato su una di esse (per esempio, sulla portante che reca la informazione del blu o del rosso o del verde) vedrebbe solo una parte *del contenuto dell'immagine trasmessa. Una delle esigenze della compatibilità vuole appunto che gli attuali televisori in bianco e nero possano riprodurre fedelmente in bianco e nero l'immagine trasmessa da una emittente a colori. Per questo motivo anzichè trasmettere le tre tensioni corrispondenti ai tre colori primari si preferisce trasmettere tensioni direttamente legate ad un'altra presentazione fisica del colore. Infatti, come abbiamo detto nelle prime puntate, un dato colore può essere definito anche mediante* la sua luminanza, la sua tinta e la saturazione della tinta. *Siccome le normali telecamere in bianco e nero trasmettono solo la luminanza di una scena bisognerà trovare un sistema per far si che la telecamera a colori « veda » la scena a colori con la stessa sensibilità con cui la vedrebbe una telecamera in bianco e nero. La sensibilità della telecamera in bianco e nero è aggiustata in maniera da corrispondere alla sensibilità di luminanza che ha l'occhio nei riguardi dei colori.*

Un'equazione fondamentale della colorimetria, ci dice che « prendendo » opportune percentuali delle tre tensioni di uscita dai tubi da ripresa della telecamera a colori, apportando ad esse la correzione « gamma » e sommandole si può ottenere un segnale capace di dare la sola informazione di luminanza *dell'immagine a colori. Prima di effettuare questa percentuale la telecamera dovrà essere « puntata » su uno schermo bianco in maniera che le tensioni di uscita dai tre tubi da ripresa siano tutte uguali tra loro. La colorimetria ci ha insegnato infatti che per fare il bianco ci occorrono tre intensità uguali di luci primarie, rispettivamente rossa, verde e blu.*

Come abbiamo visto, **il segnale di luminanza** è un segnale in tutto identico al normale segnale video della televisione in bianco e nero. Esso si ottiene prendendo il 30% della tensione di uscita dal tubo da ripresa del rosso, il 59% della tensione da quello del verde ed infine l'11% del tubo da ripresa del blu (fig. 54), cioè:

$$V'_Y = 0{,}30\,V'_R + 0{,}59\,V'_V + 0{,}11\,V'_B \qquad (20)$$

L'apice che compare su ogni valore di tensione sta a significare l'avvenuta compensazione del « gamma » di cui abbiamo già parlato, mentre la lettera Y con cui si contraddistingue il segnale di luminanza indica che esso è stato composto in base all'equazione Y (16) (1) del sistema di coordinate XYZ. Come si ricorderà questa equazione « fittizia » indicava **solo** la luminanza dei colori. Per semplicità, ometteremo d'ora innanzi di riportare sulle tensioni affette dalla correzione gamma, i suddetti apici.

Il segnale di luminanza è quindi pronto, i televisori in bianco e nero potrebbero già vedere, in bianco e nero (se esso ve-

(1) Vedi Selezione Radio TV pag. 671.

nisse « trasportato » sulla loro antenna mediante una portante-video), l'immagine a colori (1ª esigenza della compatibilità soddisfatta). Per rendere più evidente quanto sopra detto vogliamo spiegare ai nostri lettori...

COME APPARIREBBE SULLO SCHERMO DI UN TV BIANCO E NERO UNA SERIE DI BARRE COLORATE TRASMESSE DA UNA EMITTENTE A COLORI

Supponiamo che davanti alla telecamera a colori si trovi un'immagine formata da otto barre verticali l'una posta di seguito all'altra. I colori sono: il bianco, il giallo, il ciano, il verde, il magenta, il rosso, il blu e il nero (fig. 59). Siccome la telecamera è stata in precedenza « tarata sul bianco » le uscite dei tre tubi da ripresa in corrispondenza della barra bianca saranno **tutte e tre uguali.** Supponiamo che ciascun segnale di uscita abbia il livello di 1 V.

Il segnale di luminanza della barra **bianca** sarà:

$$V_Y = 0{,}59\ V_R + 0{,}30\ V_V + 0{,}11\ V_B = 1\ V$$

Non sarà 3 V, come verrebbe da pensare, perchè nel formare il segnale di luminanza bisogna tener conto della sensibilità dell'occhio umano per i colori rosso, ver-

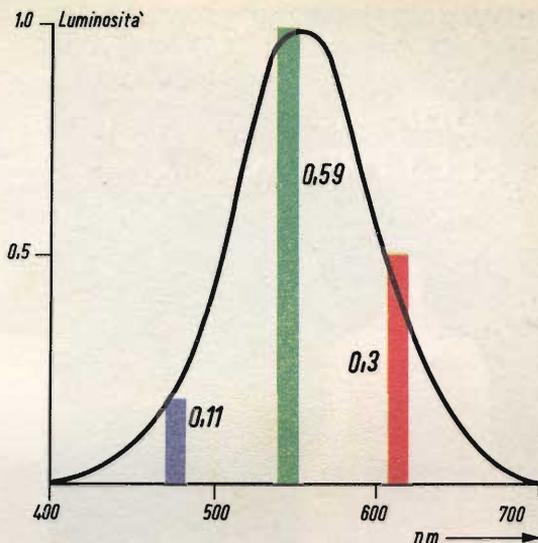



Fig. 54 - Curva di sensibilità dell'occhio umano nella quale sono indicate le percentuali di tensione prelevate dai singoli tubi da ripresa di una telecamera a colori e necessarie per formare il segnale di luminanza. Prima di prendere queste percentuali la telecamera era stata puntata su di uno schermo bianco e i livelli di uscita erano stati regolati tutti sullo stesso valore, per esempio, di 1 V.

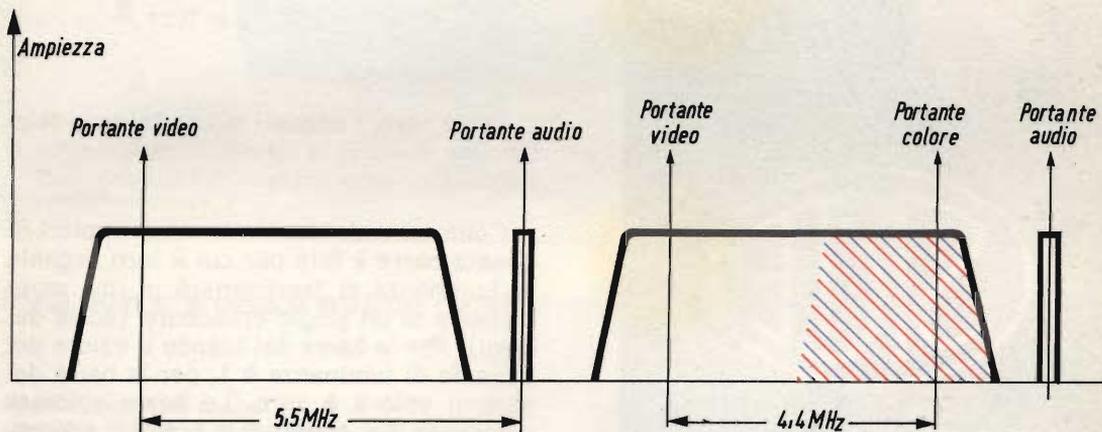
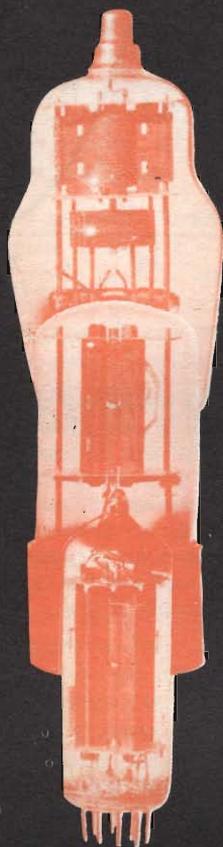



Fig. 55 - Posizione della portante di luminanza (normale portante video) e della portante del colore in un normale canale di televisione. **A sinistra** è indicata la posizione delle portanti video e audio in un normale canale TV bianco e nero.

de e blu (fig. 54). **Una telecamera in bianco e nero darebbe infatti per quella barra bianca una tensione di uscita di 1 V.**

Dopo la barra bianca c'è quella **gialla.** La colorimetria ci dice che il giallo è formato dalla mescolazione additiva del rosso con il verde. L'ampiezza del segnale di luminanza corrispondente a questo giallo sarà:

$$V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V = 0{,}89.$$

Il colore **ciano** è formato, a sua volta, dal verde e dal blu. Il relativo segnale di luminanza sarà:

$$V_Y = 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B = 0{,}70.$$

Il segnale di luminanza del **verde** primario sarà ovviamente:

$$V_Y = 0{,}59\ V_V = 0{,}59.$$

Il **porpora** (o magenta) è formato, a sua volta, dalle componenti blu e rossa. Il suo segnale di luminanza sarà:

$$V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}11\ V_B = 0{,}41.$$

Infine, i due colori primari **rosso** e **blu** avranno per segnale di luminanza:

$$V_Y = 0{,}30\ V_R = 0{,}30$$

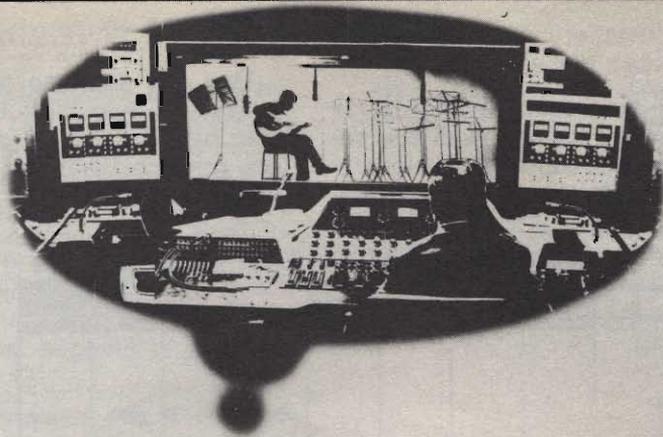
e

$$V_Y = 0{,}11\ V_R = 0{,}11$$

rispettivamente.

Per il nero, i segnali di uscita dalla telecamera sono 0, e quindi 0 sarà anche il segnale di luminanza.

Come si vede, la sequenza dei colori di queste barre è tale per cui il loro segnale di luminanza si trasformerà in una serie di barre di un grigio crescente (scala dei grigi). Per la barra del bianco il valore del segnale di luminanza è 1, per la barra del nero il valore è zero. Le barre colorate comprese fra questi due colori « non colorati » (il nero e il bianco) appariranno sullo schermo di un ricevitore TV bianco e nero ciascuna con una tonalità crescente di grigio secondo i valori in precedenza calcolati e riportati nella fig. 58. Questa scala dei grigi è la **stessa** che pro-

vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore?

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico Scotch® DYNARANGE

- **minimo rumore di fondo**
- **maggiore fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore, perché possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici non possiedono.
Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.
Maggiore fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni anche i suoni più acuti.
Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,75 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che preserva dall'usura le testine del vostro registratore e prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali!

durrebbe una telecamera in bianco e nero puntata sulle **stesse** barre colorate.

La cosa più interessante è questa: la somma dei segnali di luminanza di due colori complementari dà sempre il valore 1, e cioè, **il valore della tensione corrispondente al bianco.** Per esempio, giallo + blu = bianco. Infatti, 0,89 (giallo) + 0,11 (blu) = 1 (bianco). **Quello che avevamo detto a proposito dei colori complementari quando abbiamo studiato le leggi della colorimetria viene puntualmente verificato anche per le tensioni che rappresentano quei medesimi colori complementari.**

I SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Ora che abbiamo fatto vedere ai possessori di televisori in bianco e nero, le otto barre di colore sotto forma di scala dei grigi vediamo un po' di far apparire sullo schermo di un televisore a colori queste stesse barre ma con i colori originali.

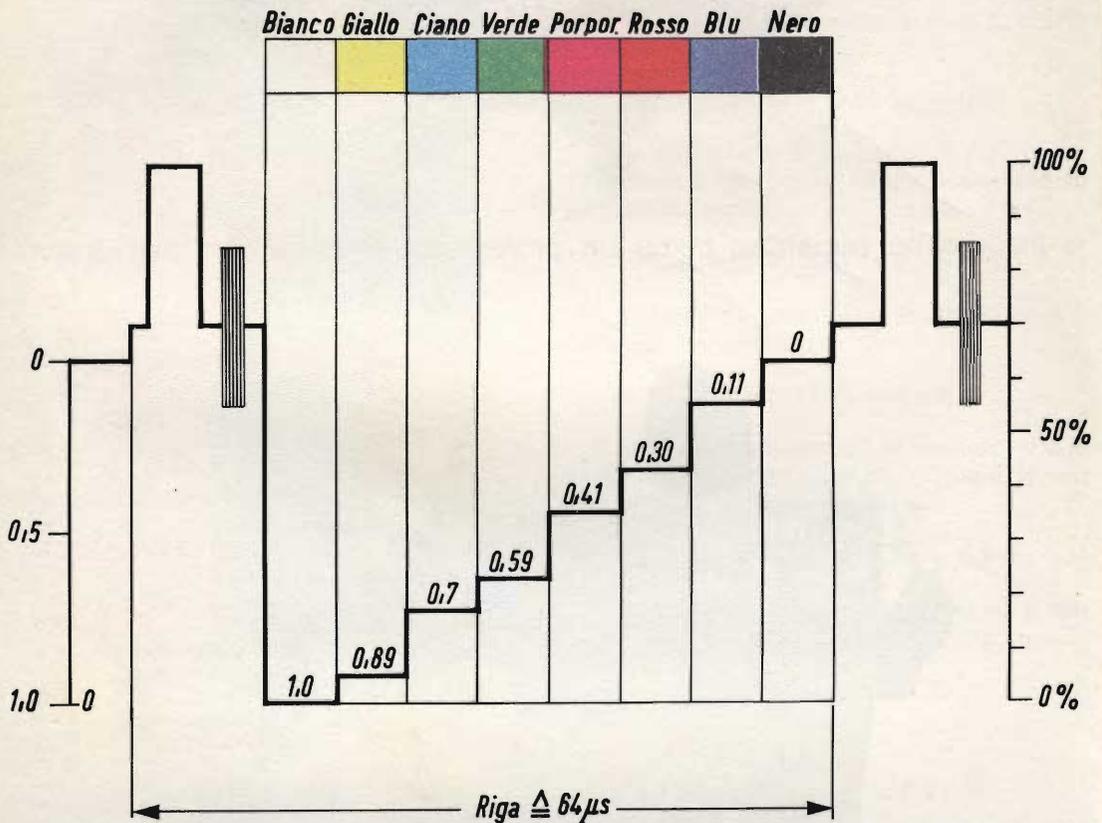



Fig. 56 - Valori del segnale di luminanza dei colori di un'immagine formata da 8 barre verticali colorate. I colori sono: il bianco, il giallo, il ciano, il verde, il magenta, (porpora), il rosso, il blu, il nero. Come si vede essi non sono altro che i tre primari scelti per la televisione a colori e i relativi complementari. In particolare, il giallo è complementare del blu, il ciano del rosso, il magenta del verde. Come per le luci colorate così anche per queste tensioni di colori la somma di due tensioni di colore complementare dà la tensione del bianco. Infatti sommando il segnale di luminanza, per esempio, del giallo (0,89) e del blu (0,11) si ha 1, che nella scala dei grigi corrisponde appunto al bianco.

Infatti, a parte le esigenze della compatibilità non si deve perdere d'occhio che lo scopo principale di tutto il sistema di trasmissione di immagini a colori che stiamo spiegando è quello di far apparire sul-

lo schermo di un cinescopio a maschera forata un'immagine a colori.

All'uscita della telecamera a colori abbiamo le tensioni dei colori primari V_R, V_V, V_B. Abbiamo visto che un dato colore può essere «riprodotto» oltre che mediante la sua mescolazione additiva dei tre primari scelti anche mediante la sua: luminanza, la sua tinta e la saturazione della sua tinta. La luminanza di un dato punto colorato, abbiamo visto, che può essere rappresentata dal segnale di luminanza (V_Y).

Il segnale di luminanza per il cinescopio a maschera è quindi già fatto. Ma per avere il « colore » occorrerà far pervenire al cinescopio le due informazioni aggiuntive riguardanti la tinta e la saturazione della tinta.

Quali segnali useremo per far pervenire al cinescopio queste due informazioni? Riflettiamo un poco. La luminosità di un dato punto colorato è contenuta nel segnale di luminanza. Ma i segnali V_R, V_V e V_B, così come sono, contengono già la luminosità per il semplice fatto che il segnale di luminanza è stato ricavato da essi. Per il cinescopio a maschera, abbiamo visto, che sono sufficienti questi tre segnali per riprodurre l'immagine a colori (vedi Selezione 1060). Per motivi di compatibi-

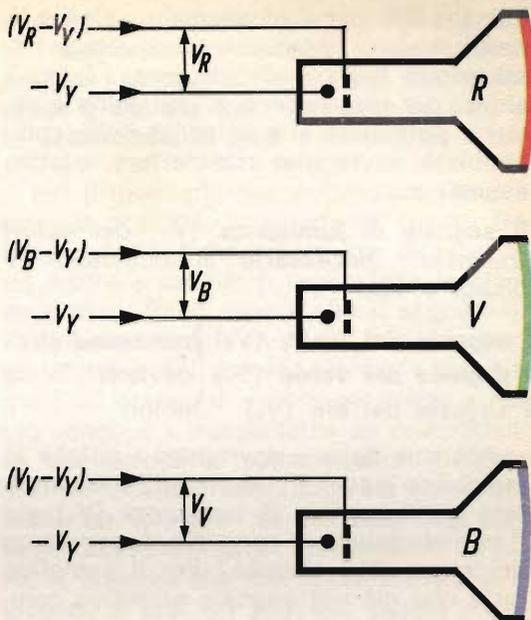



Fig. 57 - Le tensioni dei colori primari V_R, V_V, V_B, necessarie per riprodurre l'immagine a colori ripresa dalla telecamera, si ottengono applicando ai catodi del cinescopio, il segnale di luminanza con polarità negativa ($-V_Y$) e alle griglie controllo i segnali differenza di colore rispettivamente ($V_R - V_Y$), ($V_V - V_Y$) e ($V_B - V_Y$).

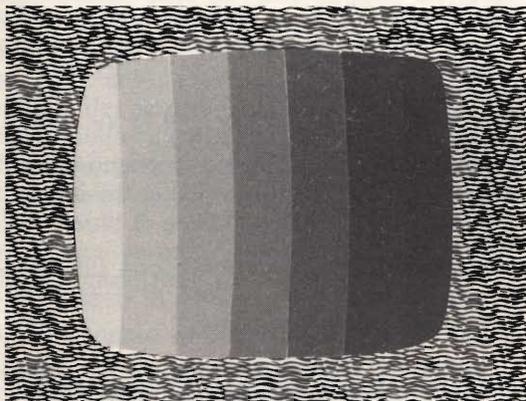



Fig. 58 - Segnale di luminanza corrispondente alle otto barre di colore indicate in fig. 59 Come si vede la sequenza dei precedenti colori è stata scelta in maniera che essi possano fornire un segnale di luminanza che produce sullo schermo una successione crescente di toni grigi (la cosidetta « scala dei grigi »).

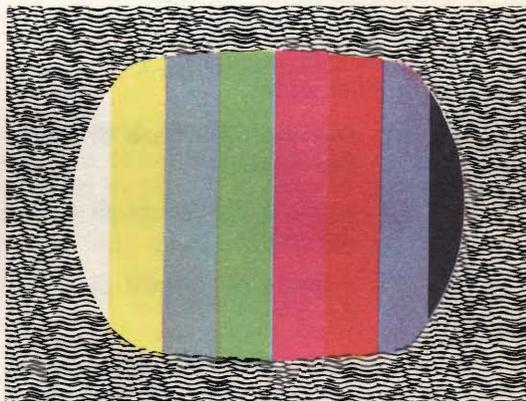



Fig. 59 - Segnale caratteristico con cui vengono tarati i televisori a colori. Esso è costituito da 8 barre di colore disposte verticalmente sullo schermo del cinescopio.

lità (e cioè per i cinescopi in bianco e nero) è però necessario che venga trasmesso il segnale di luminanza. Conclusione: per trasmettere un'immagine a colori e soddisfare alle esigenze della compatibilità dovremmo trasmettere quattro segnali, e cioè:

Il segnale di luminanza (V_Y) dei colori trasmessi: **necessario** ai ricevitori TV bianco e nero

Il segnale del rosso (V_R)
Il segnale del verde (V_V)
Il segnale del blu (V_B)
} **necessari** ai ricevitori TV a colori

Abbiamo detto « dovremmo » poichè in realtà non è così. E' infatti inutile trasmettere sia il segnale di luminanza (V_Y) sia il segnale primitivo completo, supponiamo del rosso (V_R). Perchè? Per il semplice fatto che già nel segnale primitivo completo (V_R) è contenuta l'informazione di luminosità. Cominciamo quindi ad «estrarre» da ciascuna tensione primaria presente all'uscita della telecamera, e cioè da V_R, V_V e V_B, la tensione corrispondente alla luminanza. Avremo quindi:

V_R informazione **completa** del rosso **meno** segnale di luminanza (V_Y)

V_V informazione **completa** del verde **meno** segnale di luminanza (V_Y)

V_B informazione **completa** del blu **meno** segnale di luminanza (V_Y)

o più semplicemente:

$(V_R - V_Y)$ = **segnale differenza di colore del rosso**

$(V_V - V_Y)$ = **segnale differenza di colore del verde**

$(V_B - V_Y)$ = **segnale differenza di colore del blu.**

Abbiamo quindi sottratto a ciascun colore primario l'informazione della luminanza. Queste tensioni, per il modo con cui sono ottenute, si chiamano **tensioni dei segnali differenza di colore.**

I segnali che ora dovremo trasmettere per avere un'immagine a colori sullo schermo del cinescopio a maschera potrebbero essere i seguenti:

— **il segnale di luminanza V_Y**

— **il segnale differenza di colore del rosso $(V_R - V_Y)$**

— **il segnale differenza di colore del verde $(V_V - V_Y)$**

— **il segnale differenza di colore del blu $V_B - V_Y)$.**

Abbiamo **semplificato** i segnali da trasmettere ma essi rimangono pur sempre **quattro.** Un segnale differenza di colore, e precisamente **quello del verde,** potremmo però fare a meno di trasmetterlo, per il semplice motivo che esso è già contenuto in parte nel segnale di luminanza.

PERCHÈ È INUTILE TRASMETTERE IL SEGNALE DIFFERENZA DI COLORE DEL VERDE

Il segnale differenza di colore del verde può essere infatti ricavato anche dalla somma « algebrica » di determinate percentuali dei segnali differenza di colore del rosso e del blu.

DIMOSTRAZIONE:

Il segnale di luminanza è dato dalla nota formula

$$1\ V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B \quad (20)$$

Nulla vieta che il membro a sinistra di questa equazione, e cioè V_Y, possa anche essere scritto e ripartito nella seguente maniera:

$$1\ V_Y = 0{,}30\ V_Y + 0{,}59\ V_Y + 0{,}11\ V_Y \quad (20a)$$

Infatti la somma delle percentuali del segnale V_Y del membro di destra è ancora uguale a 1 $(0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11 = 1)$.

Al posto di 1 V_Y dell'equazione (20) possiamo sostituire il membro di destra dell'equazione (20a). Avremo:

$$0{,}30\ V_Y + 0{,}59\ V_Y + 0{,}11\ V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B \quad (20b)$$

L'algebra ci insegna che possiamo spostare tutti i termini del membro di sinistra di questa equazione nel membro di destra della medesima purchè si cambi il segno a tutti i termini. Avremo:

$$0 = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B - 0{,}30\ V_Y - 0{,}59\ V_Y - 0{,}11\ V_Y \quad (20c)$$

Raccogliendo ora i fattori comuni la (20c) diventa:

$$0 = 0{,}30\ (V_R - V_Y) + 0{,}59\ (V_V - V_Y) + + 0{,}11\ (V_B - V_Y) \qquad (20d)$$

Isoliamo nella (20d) il termine $0{,}59\ (V_V - V_Y)$. Avremo:

$$0{,}59\ (V_V - V_Y) = = -0{,}30\ (V_R - V_Y) - 0{,}11\ (V_B - V_Y) \qquad (20e)$$

Dividiamo entrambi i membri della (20e) per 0,59, sarà:

$$(V_V - V_Y) = -\frac{0{,}30}{0{,}59}\ (V_R - V_Y) - -\frac{0{,}11}{0{,}59}\ (V_B - V_Y)$$

$$(V_V - V_Y) = -0{,}51\ (V_R - V_Y) - -0{,}19\ (V_B - V_Y) \qquad (21)$$

Semplici trasformazioni lineari ci hanno quindi consentito di ricavare il segnale differenza di colore del verde $(V_V - V_Y)$ disponendo solo dei due segnali differenza di colore del rosso $(V_R - V_Y)$ e del blu $(V_B - V_Y)$. Si potrà fare quindi a meno di trasmettere il segnale differenza di colore del verde $(V_V - V_Y)$ in quanto all'atto della ricezione sarà sempre possibile ricavarlo sommando opportune percentuali dei due segnali differenza di colore del rosso e del blu. Concludendo: I segnali che saranno in pratica trasmessi saranno quindi solo tre e cioè:

— **Il segnale di luminanza:**

— **il segnale differenza di colore del rosso $(V_R - V_Y)$**

— **il segnale differenza di colore del blu $(V_B - V_Y)$.**

Ciò è indicato in fig. 60.

Abbiamo visto che un dato colore è caratterizzato dalla luminanza, dalla tinta e dalla saturazione della tinta. **Il segnale di luminanza trasporterà la luminanza, mentre i segnali differenza di colore del rosso e del blu trasporteranno la tinta e la saturazione di quel dato colore.**

Per il momento non occupiamoci di come sia possibile trasmettere queste tre informazioni, indipendenti tra di loro, in un normale canale di televisione in bianco e nero. Basti sapere che il segnale di luminanza, modula in AM la normale portante video del canale, mentre i due segnali differenza di colore del rosso e del blu vengono « trasportati » da una portante del colore o sottoportante distante 4,43 MHz dalla prima. **Come sia stato possibile far «portare» da una sola onda portante due informazioni indipendenti tra loro, in maniera che non si interferiscano a vicenda e che poi possano essere « riestratte » integre da questa portante all'atto della ricezione, rappresenta una delle trovate più brillanti dei tecnici che elaborarono l'NTSC.** La portante del colore è «piazzata» tra le frequenze elevate del segnale di luminanza (fig. 55). Supponendo quindi di ricavare nel ricevitore TVC da un rivelatore AM normale il segnale di luminanza V_Y e da due rivelatori **speciali,** i due segnali differenza di colore $(V_R - V_Y)$ e $(V_B - V_Y)$, l'equazione (21) mediante un circuito matrice ci darà il terzo segnale differenza di colore, e cioè il segnale differenza di colore dal verde $(V_V - V_Y)$.

A questo punto il « gioco » è fatto. Il segnale di luminanza **da solo** servirà ai ricevitori in bianco e nero. In un ricevitore a colori esso verrà invece applicato ai tre catodi del cinescopio collegati insieme, mentre i tre segnali differenza di colore (che non servono al televisore in bianco e nero) verranno applicati alle griglie controllo rispettivamente dei cannoni del rosso, del verde e del blu. **L'azione contemporanea e opposta del segnale di luminanza vero e proprio** (che dovrà essere applicato ai catodi con polarità negativa) **e del segnale di luminanza contenuto in ciascun segnale differenza di colore, farà in modo che fra catodo e griglia di ciascun cannone risultino applicati i segnali primitivi di colore: V_R, V_V e V_B.**

Come si vede questi segnali non sono

altro che quelli di uscita dai tubi da ripresa della telecamera a colori.

Si deve quindi tener sempre presente che nonostante tutte le « metamorfosi » cui vanno incontro questi segnali di uscita cui erano usciti dai tre tubi di ripresa della telecamera.

Più esattamente, dovremmo dire che questi quattro segnali (il segnale di luminanza e i tre segnali differenza di colore)

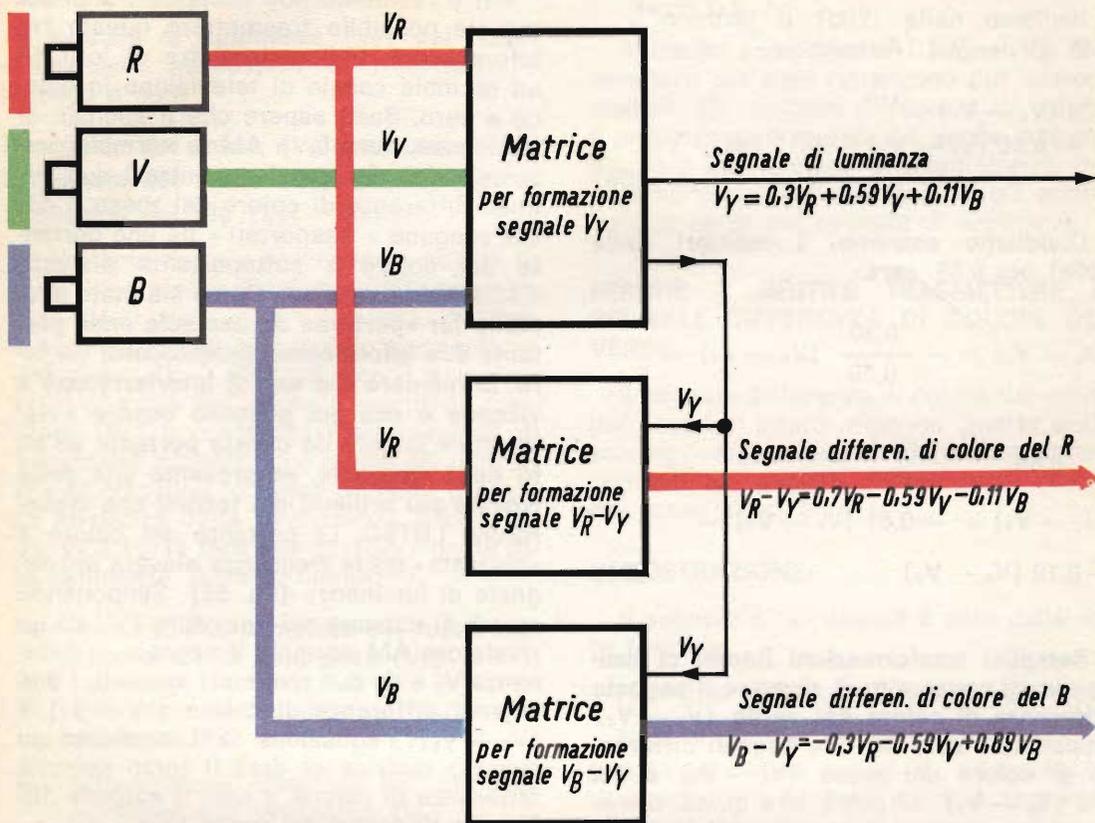



Fig. 60 - Le esigenze della compatibilità: I tre segnali dei colori primari vengono opportunamente manipolati in maniera che di un dato colore vengano trasmessi « via radio » le sue tre caratteristiche principali e cioè: **la luminanza, la tinta e la saturazione della tinta.** La luminanza del colore viene « trasportata » dal segnale di luminanza mentre la tinta e la saturazione della tinta vengono « trasportati » dai segnali differenza di colore.
All'uscita di ciascuna matrice sono indicati i valori che debbono avere le tre tensioni primarie per formare i tre suddetti segnali: Le **percentuali** dei colori primari che concorrono a formare il segnale di luminanza, sappiamo già come si formano.
Quelle dei segnali differenza di colore si ottengono semplicemente sostituendo al posto di V_Y, il relativo valore.
Per esempio: Segnale differenza di colore del rosso = $(V_R - V_Y)$, sostituendo a V_Y, il suo valore avremo: $(1\ V_R - [0{,}3\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B])$ ed eseguendo la sottrazione avremo: $(V_R - V_Y) = 0{,}70\ V_R - 0{,}59\ V_V - 0{,}11\ V_B$. Lo stesso procedimento vale per l'altro segnale differenza di colore.

della telecamera per poter soddisfare le esigenze della compatibilità, alla fine essi dovranno « presentarsi » al cinescopio a maschera con la stessa « fisionomia » con cui dovranno conferire ai tre raggi di elettroni del cinescopio la stessa modulazione che avevano i tre raggi di elettroni dei tre tubi da ripresa della telecamera (fig. 60).

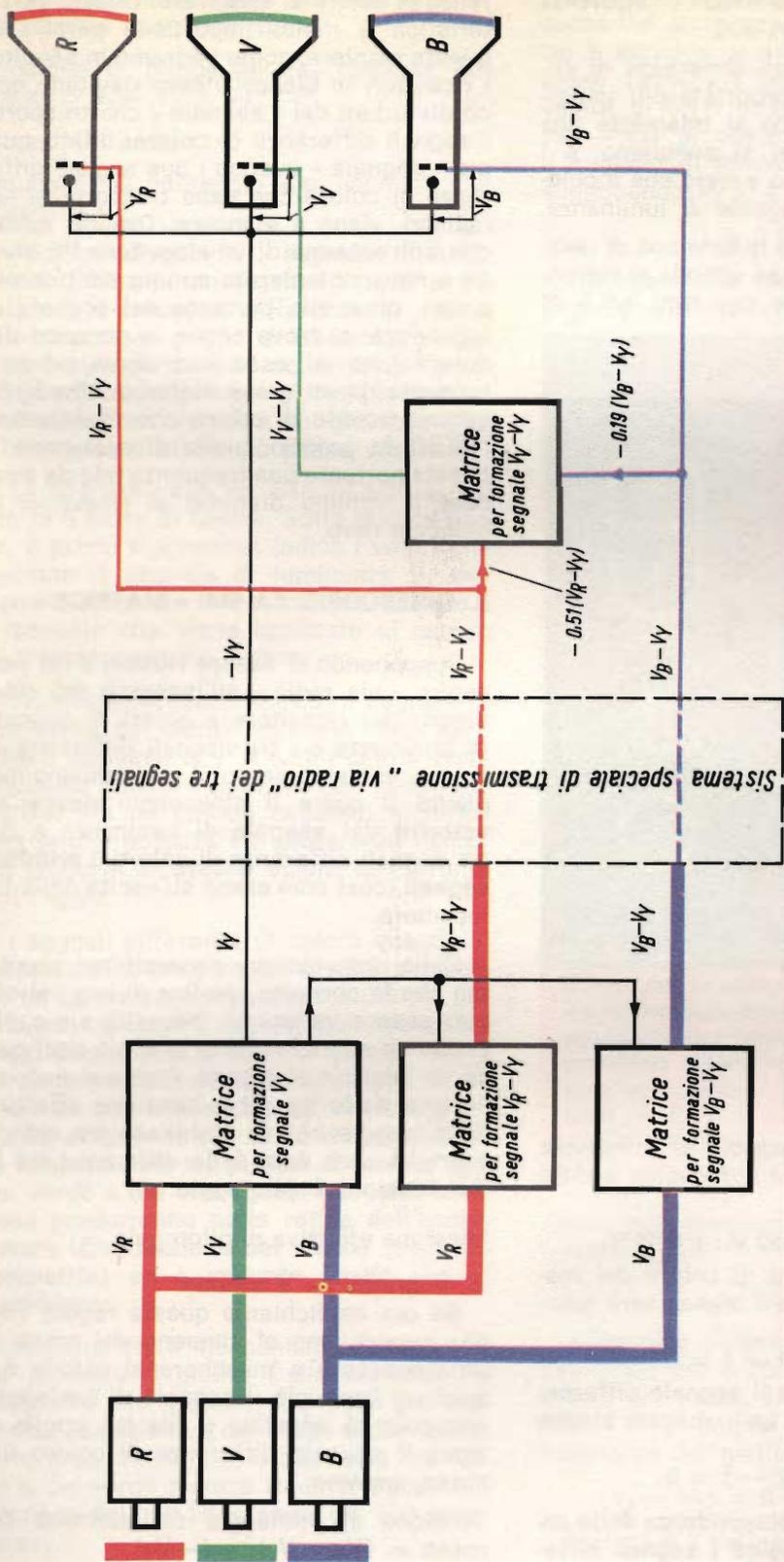



Fig. 61 - Questa figura dà una prima idea di come deve essere un sistema di trasmissione di immagini compatibile. Lo si confronti con quello riportato a pag. 1060. Le differenze sostanziali sono le seguenti: 1) Presenza di una matrice necessaria alla formazione del segnale di luminanza. 2) Presenza di due matrici necessarie per formare i due segnali differenza di colore rispettivamente del rosso e del blu. 3) Un sistema di trasmissione, « via radio » che noi ancora non conosciamo ma che è stato escogitato in maniera che il segnale di luminanza va a modulare una portante video mentre i **due** segnali differenza di colore vengono « trasportati » da una sola portante con un sistema speciale che studieremo in seguito. Sia la portante del segnale di luminanza che la portante dei due segnali differenza di colore « coabitano » senza interferirsi in un canale largo come quello della televisione in bianco e nero. 4) Il segnale di luminanza viene **rivelato** da un normale rivelatore AM mentre i due segnali differenza di colore debbono essere **estratti** dalle bande laterali della portante del colore la quale per non disturbare i televisori in bianco e nero era stata soppressa in sede di trasmissione. Occorreranno degli speciali demodulatori poiché per estrarre questi due segnali dalle bande laterali occorre ripristinare nel ricevitore la portante di colore soppressa. 5) Riottenuti al ricevitore il segnale di luminanza V_Y e i due segnali differenza di colore ($V_R - V_Y$) e ($V_B - V_Y$) sarà facile mediante una **combinazione lineare di questi due segnali in un circuito matrice** ricavare il terzo segnale differenza di colore. Applicando il segnale di luminanza contemporaneamente ai tre catodi e i tre segnali differenza di colore alle tre rispettive griglie controllo, riotterremo tra catodo e griglia di ciascun cannone un segnale identico a quello di uscita del rispettivo tubo da ripresa della telecamera. Nel cinescopio i colori vengono ottenuti per mescolazione additiva delle intensità luminose dei colori primari di cui è formata ciascuna triade. In questa illustrazione, per semplicità abbiamo ripartito i tre colori primari che si trovano **sull'unico schermo** del cinescopio a maschera, su tre schermi differenti; il principio di funzionamento, ovviamente, non cambia.

QUANDO SI ANNULLANO I SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Ritorniamo ai segnali differenza di colore. Una delle loro proprietà più importanti è questa. Quando si trasmette una superficie bianca essi si annullano, e i ricevitori TV sia bianco e nero che a colori ricevono solo il segnale di luminanza.

Infatti sappiamo che la tensione di uscita dai tre tubi da ripresa quando si riprende il bianco è uguale per tutti ed è 1. Quindi sarà

$$V_R = V_B = V_V = 1.$$

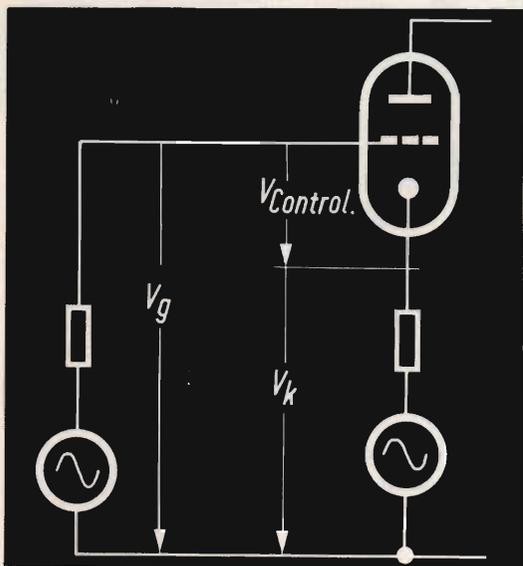



Fig. 62 - La corrente anodica di una valvola può essere « modulata » sia applicando il segnale sulla griglia (pilotaggio di griglia) sia applicando il segnale sul catodo (pilotaggio di catodo).

Dal canto suo il segnale di luminanza di una **parte bianca** dell'immagine è dato da

$$V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B.$$

Il segnale differenza di colore del rosso, quando si riprende il bianco sarà quindi

$$V_R - V_Y = 1 - 1 = 0.$$

Alla stessa maniera il segnale differenza di colore del blu di un'immagine bianca sarà:

$$V_B - V_Y = 1 - 1 = 0.$$

Conclusione: **In corrispondenza delle zone bianche dell'immagine i segnali differenza di colore si annullano.** Questa caratteristica è molto importante perchè in questa maniera, come vedremo in seguito, i ricevitori in bianco e nero risultano meno disturbati dal « segnale » che trasporta i segnali differenza di colore. Infatti questo « segnale » quando i due segnali differenza di colore che esso trasporta si annullano, viene a mancare. Diremo subito che sull'antenna di un ricevitore TV bianco e nero sintonizzato su una emittente a colori, oltre alla portante del segnale di luminanza, si trova anche la portante del colore, che ad esso non serve ed anzi rappresenta un grave disturbo. Una delle geniali trovate di coloro che inventarono l'NTSC fu proprio quella di assegnare a questa portante una frequenza tale da arrecare il minimo disturbo ai ricevitori in bianco e nero.

IL CINESCOPIO FA DA « MATRICE »

Supponendo di essere riusciti a far pervenire « via radio » all'ingresso del cinescopio del ricevitore a colori, il segnale di luminanza e i tre segnali differenza di colore, vediamo un po' il meccanismo mediante il quale il cinescopio riesce ad **estrarre** dal segnale di luminanza e dai tre segnali differenza di colore, **i primitivi segnali,** così com'erano all'uscita della telecamera.

Dalla radio-tecnica generale noi sappiamo che la corrente anodica di una valvola può essere variata di intensità sia applicando un segnale alla griglia sia applicando un segnale al catodo. Come si può osservare dalla fig. 62 la tensione effettiva di pilotaggio che si stabilisce tra catodo e griglia sarà data dalla differenza tra le due tensioni di pilotaggio.

Tensione effettiva di pilotaggio =

= V griglia — V catodo.

Se ora applichiamo questa regola (fig. 63) supponiamo al cannone del rosso di un cinescopio a maschera al catodo del quale si trova già il segnale di luminanza con polarità negativa e alla cui griglia si trova il segnale differenza di colore del rosso, avremo:

Tensione di pilotaggio del cannone del rosso = $(V_R - V_Y) - (-V_Y)$.

Togliendo la parentesi ed eseguendo la sottrazione algebrica si ha:

Tensione di pilotaggio del cannone del rosso $= V_R - V_Y + V_Y$

e semplificando:

Tensione di pilotaggio del cannone del rosso $= V_R$.

Applicando quindi il segnale di luminanza contemporaneamente a tutti e tre i catodi e i segnali differenza di colore alle rispettive griglie di controllo si potranno riprodurre sullo schermo del cinescopio i colori primari e complementari delle 8 barre colorate a noi già note (fig. 57). Vediamo come ciò possa verificarsi.

Ci riferiamo alla fig. 64a. In alto abbiamo le 8 barre di colore. Sotto queste barre, il primo diagramma indica i valori che assume il segnale di luminanza V_Y per ognuna di queste barre colorate. Questo è il segnale che viene applicato al catodo di ciascun cannone elettronico.

Cominciamo con il bianco. Il segnale di luminanza del bianco abbiamo visto ha il valore massimo di 1. A tutti i catodi verrà applicato questo valore ma con segno negativo. Ma un catodo negativo significa una griglia positiva ed allora ogni cannone produrrà lo **stesso** valore di corrente del raggio.

I segnali differenza di colore quando si trasmette il bianco abbiamo visto che hanno un valore **zero** e pertanto sulle tre griglie non comparirà nessuna tensione. **I tre raggi di elettroni avendo lo stesso valore di corrente colpiranno i tre puntini di fosforo di una triade con uguale energia e quindi avranno tutti e tre la stessa intensità luminosa. Ma tre puntini di fosforo rosso, verde e blu con uguale intensità luminosa produrranno nella retina dell'osservatore la sensazione del bianco (vedi colorimetria) ed è appunto quello che si desiderava.**

Vediamo ora il meccanismo con cui viene prodotto il giallo. Dalla colorimetria sappiamo che il **giallo si ottiene per mescolazione additiva del rosso e del verde.** Lavoreranno quindi solo i cannoni del rosso e del verde mentre rimarrà **bloccato** il cannone del blu. Ecco come ciò può avvenire.

Abbiamo visto che il segnale di luminanza del giallo ha il valore di 0,89 mentre il segnale di differenza di colore del rosso $(V_R - V_Y)$ per il giallo assume il valore di 0,11. Infatti, se sostituiamo in $(V_R - V_Y)$ al posto di V_Y, il valore che il segnale di luminanza ha per il giallo, supponendo $V_R = 1$ avremo:

$$1 - 0{,}89 = 0{,}11$$

Applicando lo stesso procedimento, il segnale differenza di colore del verde

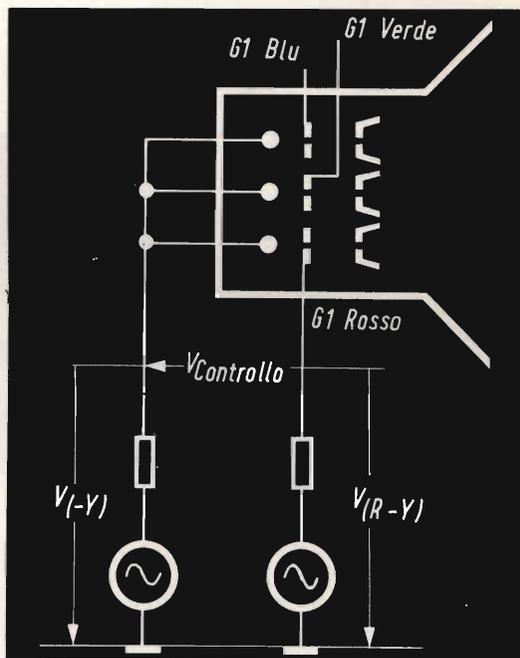



Fig. 63 - I due sistemi di pilotaggio di fig. 62 possono essere applicati simultaneamente al cinescopio a maschera allo scopo di riottenere dal segnale di luminanza e dai tre segnali differenza di colore, i tre primitivi segnali di colore V_R, V_V, V_B.

$(V_V - V_Y)$ assumerà il valore di 0,11. Infatti:

$$1 - 0{,}89 = 0{,}11.$$

Il segnale differenza di colore del blu $(V_B - V_Y)$ per il colore giallo assumerà il valore di $-0{,}89$. Infatti nell'espressione $(V_B - V_Y)$ il colore $V_B = 0$ e il segnale di luminanza del giallo è 0,89. Sarà:

$$(V_B - V_Y) = 0 - 0{,}89 = -0{,}89.$$

Questo è il valore di tensione che risul-

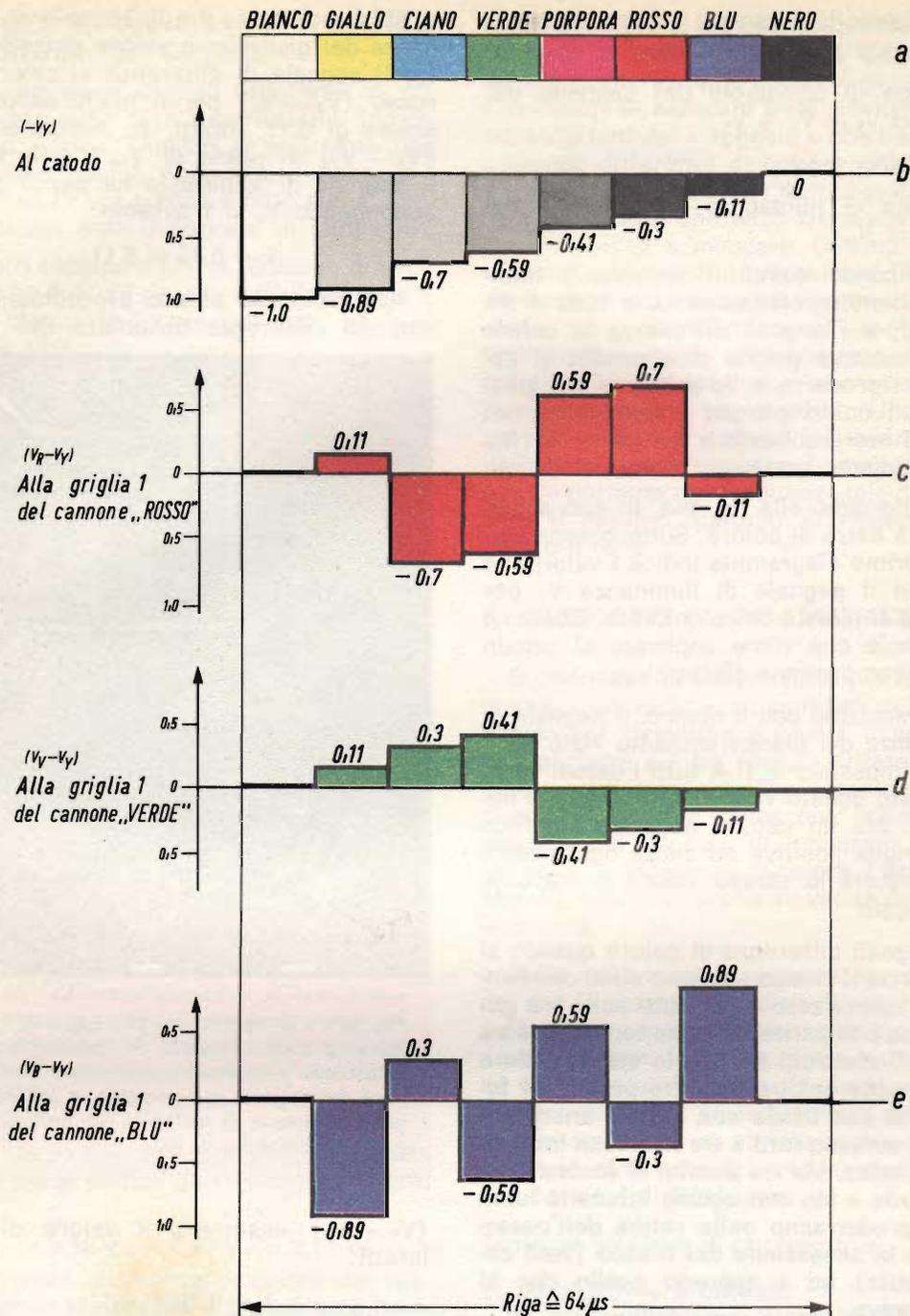



Fig. 64a - Valori delle tensioni applicate rispettivamente al catodo ed alle griglie controllo di un cinescopio a maschera nel caso di trasmissione di 8 barre di colore come indicato in figura. **a** = otto barre con la nota sequenza di colori. **b** = valore del segnale di luminanza di ciascuna di queste barre. **c** = valore che assume il segnale differenza di colore del rosso ($V_R - V_Y$) per ciascun colore di queste barre. **d** = valore che assume il segnale differenza di colore del verde ($V_V - V_Y$). **e** = valore che assume il segnale differenza di colore del blu ($V_B - V_Y$). Questi tre segnali differenza di colore vengono applicati alle griglie controllo.

Fig. 64b - Tensioni « effettive » che si vengono a formare tra catodo e griglia controllo di ciascun cannone elettronico in seguito all'applicazione del segnale di luminanza ai catodi e dei tre segnali differenza di colore alle rispettive griglie controllo.
Rosso + verde + blu = barra bianca. Rosso + verde = barra gialla. Blu + verde = barra ciano. Verde + 0 = verde. Blu + rosso = barra porpora. Rosso + 0 = rosso. Blu + 0 = blu. Nero = = cannoni bloccati.

ta applicato alla griglia controllo del cannone del blu. Abbiamo visto che il segnale di luminanza del giallo, che risulta applicato al catodo ha il valore di 0,89. Essendo pertanto presenti sul catodo e sulla griglia controllo del cannone blu segnali di uguale ampiezza e di uguale polarità, il cannone del blu rimarrà bloccato.

Il cannone del verde e del rosso saranno pilotati al massimo valore (= 1) per il semplice fatto che entrambi hanno sul catodo un segnale negativo di 0,89 V e sulle rispettive griglie un segnale positivo di 0,11 V. Siccome, come abbiamo visto, un segnale negativo sul catodo ha sulla corrente anodica lo stesso effetto che avrebbe se questo stesso segnale fosse applicato in griglia con polarità positiva, ecco che in realtà i due cannoni del verde e del rosso saranno pilotati da un segnale **uguale** per entrambi ed avente il valore massimo di 1. **I puntini verdi e rossi delle triadi colpiti da una corrente del raggio di uguale intensità produrranno anche uguali intensità luminose. Proiettati sulla retina questi colori, verde e rosso, produrranno nel centro ottico del cervello, la sensazione del giallo.**

Il meccanismo di riproduzione degli altri colori delle barre mediante il segnale di luminanza applicato al catodo e i tre segnali differenza di colore applicati alle griglie controllo è identico a quello descritto in precedenza per i colori bianco e giallo. Per calcolare i valori si segue lo stesso procedimento. Per comodità del lettore riportiamo una tabellina nella quale sono già indicati i valori che assume il segnale di luminanza e i segnali differenza di colore nel caso di riproduzione dei tre colori primari e dei tre relativi complementari delle barre.

Facciamo notare al nostro lettore che questo sistema di ottenere i segnali primitivi di pilotaggio, V_R, V_V, V_B, applicando il segnale di luminanza ai catodi e i relativi segnali differenza di colore alle griglie, non è l'unico possibile. Questi segnali possono infatti essere ricavati anche prima del cinescopio. Il sistema che abbiamo descritto e nel quale il cinescopio **fà da matrice** è molto semplice ma presenta qualche inconveniente per il fatto che il pilotaggio di catodo ed il pilotaggio di griglia non producono in realtà gli stessi e identici effetti sulla corrente del raggio.

LARGHEZZA DI BANDA DEL SEGNALE DI LUMINANZA E DEI SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Se il segnale di luminanza trasmesso da un'emittente di immagini a colori è identico a quello che potrebbe fornire un'emittente in bianco e nero che avesse la sua telecamera puntata su una identica immagine a colori, se ne deduce che esso avrà anche una **identica** larghezza di banda. Il segnale di luminanza ha infatti una larghezza di banda di circa 5 MHz. Esso è

TABELLA I - Valori dei segnali di uscita dei tre tubi da ripresa, del segnale di luminanza e dei segnali differenza di colore nel caso di trasmissione delle barre colorate di fig. 59.

Tensioni di colore *	V_R	V_V	V_B	V_Y	(V_R-V_Y)	(V_V-V_Y)	(V_B-V_Y)
Bianco	1	1	1	1	0	0	0
Grigio	0.5	0.5	0.5	0. 5	0	0	0
Nero	0	0	0	0	0	0	0
Rosso	1	0	0	0. 3	0. 7	—0. 3	—0. 3
Verde	0	1	0	0.59	—0.59	0.41	—0.59
Blu	0	0	1	0.11	—0.11	—0.11	0.89
Ciano	0	1	1	0. 7	—0. 7	0. 3	0. 3
Porpora	1	0	1	0.41	0.59	—0.41	0.59
Giallo	1	1	0	0.89	0.11	0.11	—0.89

*** La telecamera era stata puntata in precedenza su uno schermo bianco e le tensioni di uscita dai tubi da ripresa erano state regolate tutte e tre per lo stesso valore, per es. 1 V.**

quindi in grado di riprodurre tutto il dettaglio fine dell'immagine. Ci si può chiedere allora. È necessario che anche i segnali differenza di colore del rosso e del blu « trasportino » un dettaglio di colore corrispondente ad una frequenza così elevata? No! non è necessario per il fatto che un gran numero di esperimenti sulla percezione dei colori effettuati su un gran numero di persone aventi una normale potenza visiva hanno portato alla conclusione che un « osservatore normale » che si trovi ad una normale distanza di osservazione da un'immagine a colori **non riesce più a distinguere i colori nei minimi dettagli, quando tali dettagli corrispondono a frequenze superiori a 1 MHz.** Ciò che esso vede è il contorno di questi dettagli i quali appariranno a lui **più o meno grigi.**

È perfettamente inutile quindi assegnare ai due segnali differenza di colore una banda larga. In pratica si è assegnato ad essi una larghezza di banda di 1 MHz contro i 5 MHz del segnale di luminanza.

Queste limitazioni dell'occhio circa la percezione dei dettagli colorati molto piccoli viene sfruttata in alcune tecniche di stampa di cartoline illustrate a colori.

Quante volte siamo rimasti meravigliati dalla bellezza dei colori di « alcune » cartoline illustrate rappresentanti paesaggi, od altro. Ad un attento esame appare subito evidente come questo interessante « effetto di colore » sia stato ottenuto semplicemente, per esempio, dando una pennellata di verde alla chioma in bianco e nero di un albero, un'altra pennellata di rosso al tetto delle case, un'altra pennellata di blu alla superficie increspata del mare e così via. **L'effetto di colore prodotto sull'osservatore è pressochè identico a quello che si avrebbe con una vera foto a colori.** L'occhio umano non ha quindi bisogno per « godere » del colore che questo gli sia riportato nei minimi dettagli come è effettivamente in natura.

Nella televisione a colori, il dettaglio fine di una scena è portato dal segnale di luminanza. A colorirla ci pensano i segnali differenza di colore. Il primo ha una larghezza di banda di 5 MHz, per i secondi basta solo 1 MHz, una pennellata di colore! L'effetto finale è del tutto soddisfacente.

(continua)

COL VIGILE ELETTRONICO SEMAFORI SEMPRE VERDI

Gli automobilisti di San Jose (California) notano da qualche tempo una strana « onda verde » lungo i semafori delle arterie principali della città: le improvvise fermate e le singhiozzanti partenze sottolineate da rauchi colpetti di clackson diventano sempre più diluite; l'arrivo in ufficio è anticipato di un buon quarto d'ora.

Eppure il volume della circolazione non è certo diminuito.

Il mistero di questo provvidenziale scorrimento del traffico è nascosto qualche metro sotto i piedi degli ignari automobilisti. Sotto l'asfalto, infatti, particolari terminali elettronici raccolgono i dati relativi al passaggio degli autometti (velocità, volume, densità) e li trasmettono a un sistema elettronico. Il calcolatore, nel giro di pochi secondi, consulta le migliaia di diverse combinazioni di scatti semaforici contenute nella sua memoria e seleziona la più adatta a far scorrere il traffico in quel momento.

SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO DI GIUGNO

N	O	T	A		S		D	I	M	A
E	N	E	L		E		I	C	E	N
V	O	L	T		L		B	E	T	A
E	C	E	A		E		I	S	O	L
					Z					
I	C	A	R		I		F	L	I	P
O	N	D	A		O		L	E	G	A
N	E	O	N		N		O	V	A	L
E	N	N	E		E		P	E	S	O

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

UN LIBRO CHE FA RAGIONARE

Il moto di interesse verso i libri è spontaneo in tutti gli umani. Anche chi crede di non amare i libri, perché non li raccoglie in biblioteche come fanno gli appassionati, anche chi di tutto si occupa fuorché dei libri, in qualche momento della sua vita si è avvicinato volontariamente, non forzatamente come avviene per i libri di scuola, a un libro con l'intento di trovarvi insegnamento o diletto. Magari si è trattato della cabala del lotto, ma sempre un libro era. Chi non ha mai aperto un libro, spinto dal desiderio di sapere che cosa c'è scritto dentro, scagli la prima pietra. Intendiamoci, non portatemi un analfabeta per dimostrarmi che ho torto.

Ma il libro, oltre al diletto e all'insegnamento, reca anche utilità. Oggi il libro è uno strumento di lavoro sul tavolo del tecnico di laboratorio, del direttore commerciale, del capo ufficio acquisti, dell'operatore economico in genere: quando il libro è stato scritto non da un autore, ma da una schiera di tecnici e di esperti commerciali, diventa una miniera di informazioni per altri tecnici ed altri programmatori. Non solo, ma anche sostegno utilissimo ad ogni iniziativa che possa sorgere per la elaborazione di nuovi progetti e per la soluzione razionale dei problemi che dal progetto stesso emergono.

Ecco: ho descritto un libro uscito recentemente: il Catalogo Industriale Componenti Elettronici '67 edito dalla G.B.C. E' il solo libro del suo genere che esista in Italia, diverso dal Catalogo Generale G.B.C. la cui ristampa uscirà più tardi. Il catalogo industriale presenta, pagina per pagina, un'abbondante e preziosa messe di dati tecnici. Sono ben 49 i titoli degli argomenti principali in esso trattati, senza contare i sottotitoli. Anche la veste del libro è piacevole, con un'indovinata dinamica copertina: è un rispettabile volume di cm. 21 x 29,5 x 2 con 320 pagine una più interessante dell'altra, che nel loro complesso dischiudono la conoscenza dell'elettro-

nica industriale o la completano o la valorizzano in chi già la possiede. Il libro interessa e aiuta tutti, dal giovane tecnico al direttore generale. Il Catalogo Industriale dei Componenti Elettronici '67 è in vendita presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

TABACCO

Nessuno sa perché il tabacco si chiama tabacco.

Strano davvero: si conoscono storie molto più antiche di parole, si sa per esempio che « zucchero » affonda le radici nel sanscrito che si parlava alcune migliaia di anni fa, e non si sa l'origine della parola tabacco che ha solo quattrocento anni, da quando, cioè, l'ambasciatore Nicot nel 1560 ne fece conoscere la pianta in Europa.

Si sono fatte molte congetture, ma nessuna di esse è rigorosamente scientifica. La più suggestiva e pittoresca delle ipotesi è questa; nei primi tempi, il tabacco veniva usato principalmente in polvere per il fiuto. Gli starnuti che ne derivavano, secondo le convinzioni di allora, liberavano dai malanni e dai disturbi; fra le altre cose, si fiutava la pizzicante polvere per far passare il singhiozzo. Perciò la vendevano soltanto gli speziali, come venivano chiamati un tempo i farmacisti.

Ma gli speziali non sapevano che nome dare a quella polvere. Perciò, il barattolo che la conteneva, veniva collocato nello scaffale dopo tutti gli altri, con sopra scritto: ... et ab hac salus. *Cioè « e da questa — sottinteso " polvere " — la salute ».*

Le prime tre parole et ab hac *avrebbero dato origine a « tabacco ». Il che potrebbe anche essere vero.*

L'ELETTRONICA E IL LATTE

Alla prima apparizione di questa rubrica raccomandai ai tecnici di volgere un po' gli occhi all'agricoltura, campo vergine per infinite applicazioni dell'elettronica. Non sono stato il solo a pensarlo, poiché in Danimarca qualcuno, oltre ad averlo pensato, ha compiuto delle realizzazioni pratiche.

Che i paesi del nord Europa tengano il latte in maggior considerazione di noi, è un dato inoppugnabile. Basti considerare che la mungitura automatica fu introdotta in Italia intorno al 1948, contrastata da inflessibili oppositori, quando negli Stati scandinavi e in Inghilterra era già in uso da circa mezzo secolo perché produce latte sano e pulito. Adesso, anche da noi, quasi più nessuno munge a mano.

Dopo la pulizia, la qualità che rende pregevole il latte è il contenuto di grasso, specialmente per la trasformazione industriale nei caseifici in burro e formaggio.

La determinazione del titolo di grasso, importante sia agli effetti industriali che a quelli commerciali, è stata sempre un'operazione lunga e costosa da eseguire per mezzo di acidi e di altri composti chimici.

Ora, in Danimarca, è stato realizzato un analizzatore elettronico capace di determinare in pochi secondi l'esatto titolo di grasso del latte e di dare una lettura diretta riportata su uno strumento indicatore tarato secondo la percentuale di grasso. Lo strumento è realizzato con circuiti integrati, tra l'altro provenienti dall'Italia.

Zio Ruben

STRUTTURE SUBMINIATURIZZATE PER APPLICAZIONI DI ELETTRONICA MEDICALE

di A. Basso - Ricci

L'autore, ricercatore e sperimentatore assai noto, esamina nel corso dell'articolo varie possibilità presenti e future dell'elettronica nel campo medico. L'indagine si sofferma sulle applicazioni al corpo umano intese non tanto in funzione curativa quanto come ausilio e sostituzione dei nostri sensi.

RADIO PASTIGLIA

Il presente trovato propone la realizzazione di una pastiglia da ingoiarsi per via orale e composta da un qualsiasi preparato: ad es. metil-propil-propandiolo e carbonato per un trattamento psico-plegico. Altri preparati potrebbero essere ad effetto eccitante o inibente. A differenza delle normali pastiglie la ricerca in oggetto prevede un sottile involucro esterno alla medesima, capace di fondersi, unicamente allorchè riceva l'impulso radio dall'esterno. In tal caso, sciogliendosi o lacerandosi parzialmente l'involucro, la sostanza curativa, blanda, ipnotica ecc. fuoriuscirà solo nell'istante desiderato.

Come noto, le onde radio a lunghezza corta o media hanno la proprietà di attraversare i tessuti muscolari e gli organi interni fino a raggiungere la pastiglia in oggetto e comandare, come sopra citato, la fusione della pellicola tramite un microricevitore. Una volta ingoiata, segue il normale decorso di ogni altro elemento.

La radio-pastiglia è rappresentata in fig. 1 assai ingrandita. La sezione 159 di essa costituisce un microricevitore, composto secondo una delle tecniche note in elettronica molecolare. Con 158 è rappresentato l'involucro esterno della radio-pastiglia.

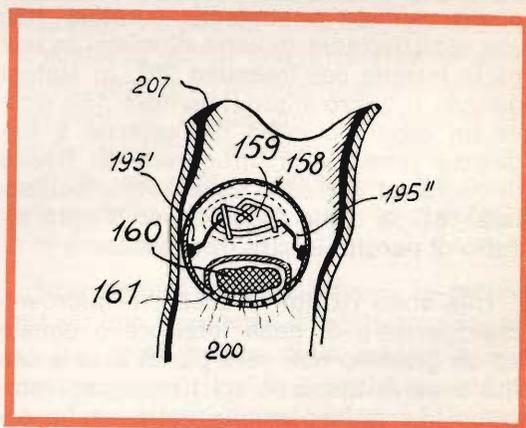



Fig. 1 - La radio-pastiglia in sezione.

Essa è realizzata secondo le tecniche da poco entrate in uso nell'elettronica molecolare, ovvero costruita con sub-sistemi per mezzo di Tunneling e super-conduttività, secondo la tecnica di Giaever. Se si volesse seguire quest'ultimo principio, risulterebbe caratterizzata da una configurazione assai semplice poichè basata sull'effetto di due sottilissime lamelle metalliche, separate tra loro da un leggero strato isolante.

In stato di super-conduttività, cioè quando non offrono alcuna resistenza al passaggio di una corrente elettronica, la singola lamella o entrambe sono capaci di svolgere la funzione di un interruttore di un triodo, condensatore, resistenza, ecc. Esse funzionano come « valvole » a catodo freddo e le loro dimensioni sono dell'ordine dei micron.

La sezione 160 costituisce l'involucro contenitore, che racchiude la medicina o sostanza curativa o ipnotica o narcotica o blanda.

La radio-pastiglia si può ingoiare in qualunque tempo, ma diverrà efficace soltanto quando un trasmettitore esterno comanderà la rottura dell'involucro 161, costituito da una micropellicola con composti metallici.

Allorchè il micro-ricevitore 159 fornirà corrente alla micro-pellicola metallica e ciò tramite i conduttori 195' e 195'', la pellicola o involucro si lacererà in più parti, permettendo la fuoriuscita del composto chimico o sostanza curativa 160, che si disperderà in varie direzioni in una parte interna dell'intestino 207. In sintesi quando il micro-micro-ricevitore 159 riceve un comando radio dall'esterno a frequenza prestabilita, procurerà un livello di uscita di corrente sulla patina pellicolare 161, la quale fonderà per il noto effetto di perdite in alta frequenza.

Una volta risolto lo scopo, il micro-micro-ricevitore di peso inferiore o uguale ad un grammo non sarà più di alcuna utilità e verrà disperso tra i composti inorganici. La radio-pastiglia potrà anche essere realizzata senza il ricevitore 159 ed in tal caso la corrente ad alta frequenza, procurata dal trasmettitore esterno, dovrà essere sufficientemente intensa mentre l'involucro pellicolare 161 dovrà essere formato da un piccolo anello (induttanza), accordato con una piccola capacità sulle frequenze del trasmettitore. La pellicola o anello si fonderà quando riceverà un segnale di radio-frequenza, accordato sulla propria frequenza di risonanza o si potrà anche agire per fusione, dovuta al riscaldamento Foucault. Nel caso in cui la radio-pastiglia fosse munita di radio-ricevitore, quest'ultimo apparterrà, preferibilmente, ai ricevitori di tipo passivo, ben noti in elettronica. L'involucro 158 esterno adempie inoltre alla funzione di antenna ricevente.

MICRO-RICEVITORE AGENTE SULL'ORGANO DELL'EQUILIBRIO

Detti micro-micro-ricevitori risolvono la importante funzione della correzione del senso fisiologico dell'equilibrio sulla persona. Esso risulta così composto: una micro parte di questo pico-ricevitore 163 è costituito da un piccolissimo vibratore piezoelettrico 164. I suoi circuiti di alimentazione sono composti da materiali a sub-sistemi, secondo la tecnica recente dell'elettronica molecolare, ovvero secondo i sub-sistemi in Tunneling a super-conduttività. In particolare detti sub-sistemi hanno la funzione amplificatrice e rappresentano un micro-amplificatore e oscillato-

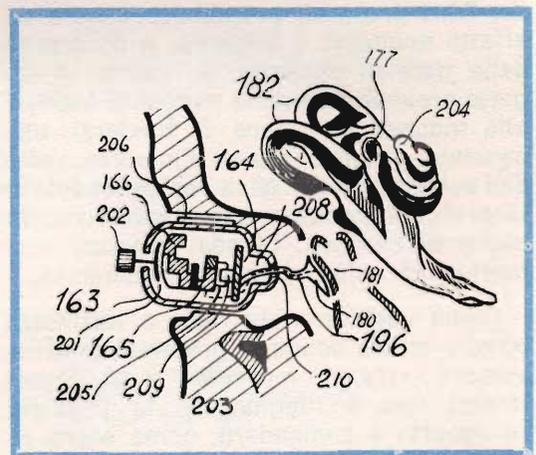



Fig. 2 - Disposizione del microricevitore all'interno dell'orecchio.

re su diverse frequenze prestabilite. Una sezione 166 di detto sub-sistema costituisce la sezione ricevente in radio frequenza, che comanderà, tramite l'amplificatore 165, realizzato con sub-sistemi a superconduttività, la lamella vibrante piezoelettrica o vibratore. 164. Detto vibratore risuonerà su una frequenza meccanica, corrispondente a quella di oscillazione dei cristalli di Ménière (piccoli cristalli di calce esistenti negli orecchi).

Essi appoggiano leggermente sulle fibre del nervo e, quando cambiano posizione, segnalano immediatamente al cervello ogni mutamento di direzione della pressione o della attrazione di gravità. Saranno particolarmente usati nei voli spaziali. Nel caso in cui il veicolo fosse soggetto a notevole accelerazione o decelerazione, produrrà sui cosmonauti una sensazione fastidiosa che sarà superata con i micro-micro-ricevitori (rappresentati assai ingranditi in figura) comandati a loro volta per via radio da un piccolo ed unico centralino radio-trasmittente, interno al veicolo. Si potrebbero fare esercitazioni a terra dei piloti, liberandoci dalle cabine rotative centrifughe per creare gli effetti dell'accelerazione. Con ciò si eviterebbe dispendio di apparecchiature di notevole costo. Con le centrifughe non si può bloccare repentinamente, mentre con essi si potrebbero modificare, istantaneamente, le condizioni d'accelerazione.

Il micro-micro-ricevitore, tramite gli impulsi radio di comando ricevuti, farà vibrare attraverso le parti amplificatrici il micro-vibratore 164, che modificherà per risonanza acustica la posizione dei cristalli di Ménière internamente all'orecchio, correggendo così la fastidiosa sensazione di accelerazione e decelerazione di gravità, provate dall'astronauta. E' anche previsto che questo micro-ricevitore possa servire per creare un'artificiosa condizione dell'equilibrio del corpo. Come noto, nell'organo dell'udito i canali semicircolari con il loro liquido endolinfatico, disposti nell'interno dell'orecchio dall'otricolo e dal sacculo, creano appunto il senso dell'equilibrio nell'uomo.

Gli stimoli che suscitano nella psiche la sensazione di squilibrio e di accelerazione partono dai canali semicircolari 182 ed il liquido endolinfatico si sposta lungo la parete ossea dei canali stessi, ed è questo un movimento relativo. Appena il liquido si sposta, sulle pareti interne dei canali dell'apparato propriocettivo si esercitano diverse pressioni. In sintesi, quindi, come i canali si spostano al variare della posizione del cranio, varia il flusso e riflusso del liquido medesimo e si ha una diversa sensazione dell'equilibrio del cervello. Il canale semicircolare, preso in esame, è atto a rivelare la posizione verticale di equilibrio o la posizione inclinata di disequilibrio; in sostanza ciò dipende dalla pressione e dal movimento che il liquido esercita sulle membrane e sulla terminazione della membrana della finestra della chiocciola 177. I dislivelli di pressione dell'endolinfa sono quelli che trasmettono la sensazione di equilibrio al cervello. In altri termini l'organo d'equilibrio funziona come un livello, basato sull'inerzia dell'endolinfa, rispetto all'involucro che la contiene.

Detta inerzia è atta a svelare l'accelerazione, impressa al corpo umano, nelle varie direzioni. Essendo tre i canali, il complesso di essi ci svela l'accelerazione del corpo nelle direzioni di tre assi ortogonali. I canali semicircolari rivelano pure i movimenti rotatori. In definitiva « l'organo propriocettivo dei canali vestibolari ci svela non le sole inclinazioni del corpo rispetto alla verticale, ma anche tutte le accelerazioni cui è sottoposto il corpo, nonchè la direzione di esse ». In sostanza quindi una differenza di pressione, dovuta all'inclinazione e alle decelerazioni del liquido per i movimenti del corpo, suscitano attraverso i sistemi nervosi le sensazioni psichiche dell'equilibrio e dello squilibrio e quelle di forza e e di direzione.

Non rimarrà che far vibrare le lamine 164 su una frequenza di eccitazione meccanica della massa delle molecole che compongono il liquido affinchè questo risenta di un riflusso di spostamenti come se una pressione esterna lo spingesse a spostarsi.

Comandando la velocità e il movimento del liquido nei canali, si creerà un senso artificioso dell'equilibrio. L'onda sonora, prodotta dalla lamina vibrante nel condotto uditivo 196, tramite la pipetta 180, porta la vibrazione meccanica della lamina 164 al timpano 181. Da qui può trasmettersi ai canali 182 e alla finestra della chiocciola con membrana 204. Essendo la membrana 164 comandata dall'amplificatore 165 con un senso ciclico o aritmico di frequenza emessa, si avrà come risultato il crearsi e il riprodursi, continuamente, di un senso artificioso dell'equilibrio e della gravità.

Una parte terminale dell'amplificatore 165 fornirà, nei momenti voluti, un sovrariscaldamento al conduttore 196, che si propagherà intorno alla pipetta 180. Secondo il modo in cui si regolerà questo riscaldamento, che si diramerà fino ai canali 182 e al liquido endolinfatico, propagandosi per irradiazione nella maniera voluta, si avrà un diverso senso della direzione e dell'equilibrio nella psiche.

E' infatti noto che il calore sulla endolinfa procura tali effetti. Nella cavità del micro-ricevitore 163 è prevista una camera di compressione 208 con uscita 210, ossia la lamina oltre a vibrare, potrà procurare, se comandata opportunamente come uno stantuffo dal magnete 209, a sua volta comandato dall'amplificatore 165, realizzato secondo la tecnica dell'elettronica molecolare, un flusso di compressione o aspirazione nella cavità dell'orecchio, che arriverà fino ai canali 182 e alla finestra della chiocciola. Le diverse variazioni di pressioni su essi procurano, infatti, i differenti sensi dell'orientamento e dell'equilibrio. In definitiva si potrà usare sia l'uno che l'altro dei sistemi sopra citati.

L'intensità delle varie stimolazioni a cui abbiamo accennato saranno relative alle corrispettive soglie: al di sotto del livello di una determinata soglia, l'organo non viene più stimolato e non si verificano più gli effetti fisiologici ed anatomici desiderati. Viene insomma a mancare l'equilibrio meccanico e idrostatico e stimolazione sensitiva che, inizialmente, ci si prefiggeva di ottenere.

INGLOBAMENTO ANTITRAUMATIZZANTE DI MICRO-RICEVITORI INTRAORGANICI

La stimolazione elettrica di un nervo dà generalmente contrazione muscolare. Il movimento muscolare si ha come effetto risultante di una complessità di stimoli nervosi riflessi e condizionati che, certamente qui, non si possono trattare. Lo scopo della presente ricerca è quello di presentare dei piccoli ricevitori da inserirsi nei tessuti o in prossimità di organi e da comandarsi dall'esterno per via radio onde ottenere effetti diversi, che verranno via via dissertati nei relativi capitoli. Come esperto elettronico mi sono proposto unicamente la soluzione di questo problema e non certamente quello di un'approfondita diagnosi medica sul complesso delle attività nervose. Questa parte spetterà allo specialista medico nel campo; aggiungerò soltanto che il movimento è dato non da uno stimolo isolato, ma da un complesso di stimolazioni che nascono, si modificano, si coordinano, si equilibrano e in cui il cervello, come ritiene la scienza medica, coordina e presiede a tutte queste complesse attività.

Un solo impulso di corrente sul nervo, a prescindere da ulteriori e più sottili indagini di carattere neurofisiologico, può, con certezza, ottenere la contrazione di un arto. L'esperimento della rana di Galvani ci insegna tante cose; anche uno scimpanzè, stimolato come detto sopra, può azionare per contrazione una leva di un veicolo spaziale in volo di prova.

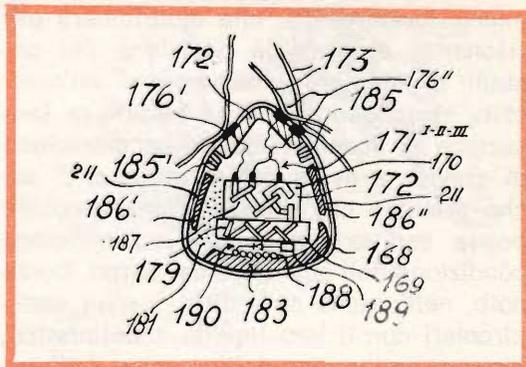



Fig. 3 - Microricevitore inglobato nel tessuto muscolare come generatore di stimoli nervosi.

Alta Fedeltà Lenco

B 52 semiprofessionale

Giradischi a 4 velocità, con motore a 4 poli ad asse conico. Piatto in lamiera d'acciaio con un diametro di mm 300 e un peso di kg 1,400.
Movimenti di lettura del braccio pick-up a bassissima inerzia grazie alla adozione di speciali cuscinetti.
Pressione regolabile per mezzo di un contrappeso.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min, con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
Portatestina intercambiabile adatto a qualsiasi tipo di testina.
L'apparecchio può essere usato a 117 V, a 160 V e a 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 375 x 300.

A 7 Coral

Amplificatore stereo, con preamplificatore incorporato, completamente transistorizzato.
Consente la riproduzione diretta della testina del registratore.
È dotato di filtri antirombo e antifruscio e della correzione fisiologica del volume.
Potenza musicale: 40 Watt (2 x 20 Watt).
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB.

PX 30 Coral

Cassa acustica a due vie Hi-Fi.
È dotata di due woofer da cm 16 e due tweeter da cm 6 con filtro cross-over.
Tutti gli altoparlanti sono perfettamente equilibrati per la migliore riproduzione stereo.
Potenza: 12 Watt.
Impedenza: 8 Ohm.
Dimensioni: mm 450 x 600 x 110.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

E' noto che le terminazioni nervose che provengono dalle orecchia, dagli occhi, dal sistema del Gran Simpatico, dalla colonna vertebrale, ecc. arrivano tutti come fasci nervosi al cervello. In tal caso si disporrà il micro-ricevitore 168 fig. 3 funzionante tramite sezioni in radio frequenza 169. Esiste una parte amplificatrice di alta e bassa frequenza 170 in cui i terminali 171' 171'' 171''' vanno a fissarsi su una micro piastrina 172 isolante sulla quale appoggeranno ad es. uno o più filamenti nervosi 173 dell'olfatto o del moto ecc. Ciascuno di questi, in sostanza, viene ad appoggiarsi su un elettrodo capacitivo 176' 176'' e 176'''. Ciò si definisce quindi come accoppiamento capacitivo.

In sostituzione degli elettrodi (fig. 3) possono essere anche adottati dei piccoli induttori a bobine 177 (vedi fig. 4) con delle piccolissime spirali 178 cosicchè i campi magnetici generati 179 inducono sulla terminazione nervosa 198-199 un campo magnetico che oppone reazione alla debole corrente elettrica, che corre nella terminazione nervosa in questione. Esperienze in tal senso non sono mai state condotte. A tutt'oggi chi scrive non è in possesso di dati circa l'influenza del campo magnetico sui nervi. Tuttavia, come si vedrà in fig. 4, si è voluto prevedere tale possibilità.

Degli impulsi a radio frequenza vengono ricevuti dalla parte in alta frequenza dei composti sub-miniaturizzati 179 (fig. 3). I segnali radio, opportunamente selezionati e applicati all'amplificatore 170 e separati da filtri contenuti nei micro amplificatori medesimi, andranno rispettivamente uno sulla zona o sede particolare del nervo della locomozione e l'altro, ad es., su un altro nervo ecc., modificando e comandando nel modo voluto, mediante un impulso elettrico di corrente, l'originario impulso di corrente, che percorreva i nervi medesimi. Si comanda, quindi, in modo artificioso ed improprio l'olfatto, la vista, la locomozione di un arto ecc. Detti ricevitori si inseriranno, ad es., mediante una perforazione cranica ,il più vicino possibile ad un nervo o ad un centro nervoso ovvero, in altre parole, in quelle parti del corpo in cui si intendesse stimolare il nervo o le reazioni di un determinato sistema di « controllo » di locomozione articolare o di percezione.

A tutt'oggi chi scrive non è in possesso di dati che possano garantire il senso coordinato di moto di un arto in funzione di livelli ben definiti di potenziali elettrici, che agiscono sui nervi. Con il termine senso coordinato intendo la contrazione o rilassamento ad es. delle dita di una mano, che possono, in funzione di una determinata sequenza, contrarsi prima ed aprirsi poi. Siamo oggi agli inizi di una scienza sperimentale di tale tipo che darà, tuttavia, fecondi risultati al ricercatore. Per quanto riguarda la scienza elettronica è confortevole sapere che oggi può procurare a volontà un qualsiasi livello di segnali bioelettrici.

Fig. 4 - Lo stesso microricevitore della fig. 3 con induttori a bobina al posto degli elettrodi.

INTERVENTO NEO-CHIRURGICO PER L'APPLICAZIONE DEL RICEVITORE

Finchè l'operazione dell'inserimento del ricevitore inglobato risulti indolore, il soggetto in operazione, subita, naturalmente, tutti i normali procedimenti anestetici, inoltre il ricevitore a inglobamento verrà inserito ad una temperatura inferiore allo zero gradi centigradi. Allo scopo, è trattato opportunamente nella sua parte esterna 168 con elio liquido o altri procedimenti. Una volta inserito nel punto esatto, per esempio ad un fascio di nervi 173, perderà la sua temperatura originaria vicino a zero gradi centigradi poichè sopravverrà la temperatura del corpo.

Questi ricevitori innestati ad inglobamento possono altresì essere ricoperti da una leggera pellicola di resine sintetiche o di altri composti polistirolici non tossici e neutri. Insomma questi ricevitori si disporranno in modo che, una volta posti nel corpo, non possano disturbare il funzionamento dei muscoli o procurare spinte impreviste contro organi vitali o centri nervosi.

Entrerà in funzione il composto chimico 181 che alla temperatura del corpo 10-15° centigradi procura una pressione interna al ricevitore quindi una dilatazione leggera della superficie esterna 168, col chè succederà il tamponamento o sutura della ferita, evitando emorragie interne ed altri inconvenienti. Prima di detta operazione è necessario orientare con precisione micro-metrica il ricevitore 168 nella località prescelta, ciò affinchè le terminazioni nervose 173 possano essere in contatto o comunque vicini agli elettrodi 176' 176" 176" '. Allo scopo si disporranno dei forti magneti esterni 182' 182", fig. 5, che faranno parte di un'apposita apparecchiatura e, mossi ad arte, indurranno le loro linee di campo magnetico sul ricevitore 168 che, per il funzionamento, è provvisto di un basamento magnetico 183, solidale al ricevitore 168 e ruotando con esso, allorchè il campo 184' 184" di fig. 5 agisca per induzione su esso.

Per ulteriore ritocco micro metrico del ricevitore inglobato una volta che sia inserito (ciò potrà succedere anche ad anni di distanza dalla primaria operazione) si potrà effettuare spostamenti tramite le micromolle 185' 185", le quali sospingono in su o in giù il basamento isolante 172 e con esso gli elettrodi 176' 176" 176" ', che possono ritrovare con i nervi 173 il primitivo contatto.

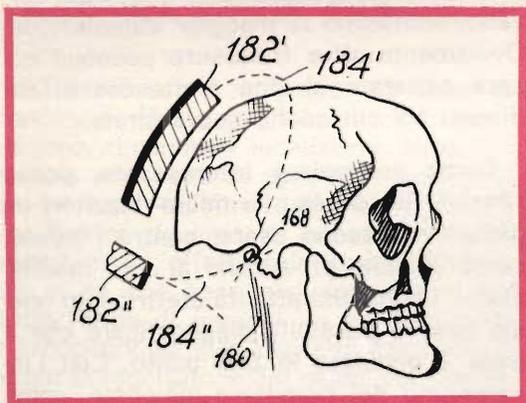



Fig. 5 - Disposizione dei magneti esterni per il comando del microricevitore.

Ho voluto accennare a quest'ultimo importante accorgimento, ma non è da pensarsi che possa essere possibile uno spostamento del micro-ricevitore inglobato in quanto, essendo a contatto definitivo e diretto, si trova bloccato. Ho inteso parlare solamente di leggerissimi ritocchi di spostamenti micrometrici. Siamo sempre nell'ordine dello spostamento dei micron. In sostanza si applica un campo magnetico dall'esterno nel corpo umano, allorchè si voglia variare di direzione il ricevitore, che agisce a mo' di sonda. Per tali spostamenti bastano le leggi note della magnetodinamica e magnetostatica per calcolare il moto rotatorio e traslatorio.

Allo scopo serviranno i magneti 186' 186", fig. 3, i quali verranno però riposti in senso ortogonale al magnete 183 (fig. 3) cosicchè l'apparecchiatura, che procura il campo magnetico per la micro-taratura dei magnetini 186' 186", che sospingono la molletta 185' 185", dovrà essere ortogonale al campo magnetico 184' e 184", fig. 5. E' pure previsto che il micro-micro ricevitore abbia in sè una fonte di alimentazione per i composti di sub-materiale 187 e 179. Allo scopo sul magnete 183 è disposto un micro avvolgimento 188. Quando il magnete 183, alimentato da un campo magnetico alternato, ma assai più debole di 184', è capace di indurre nel micro avvolgimento 188 una piccola forza elettromotrice indotta, è in grado di caricare un piccolo accumulatore, ad es. al nichel-cadmio 189 o altri tipi, tramite un micro-raddrizzatore 190.

Una volta che il ricevitore inglobato sarà entrato nel posto voluto, per il principio di dilatazione dell'involucro esterno di cui si è parlato, l'involucro medesimo ha il suo coefficiente di dilatazione, calcolata in modo da trasformarsi all'incirca dalla forma di proiettile, fig. 3, nella forma quasi sferica a superficie liscia, onde evitare di essere traumatizzante, così come potrebbe esserlo una pallottola, sparata entro un tessuto fibroso di un essere vivente. Viene così a catalizzarsi con

il tessuto stesso, formando un unico compatto insieme. In questo caso non potrà più nuocere. E' ovvio che esiste sempre la possibilità di un ulteriore intervento neurochirurgico qualora per altri motivi si volesse riestrarre il ricevitore inglobato.

STIMOLAZIONE DEI VARI ORGANI MEDIANTE RICEVITORI INGLOBATI

Le cellule cerebrali, come noto, sono intercollegate tra loro secondo quello che viene definita una giunzione sinaptica. Un teorema di geometria darà luogo all'eccitazione di un altro gruppo di cellule, diversamente interconnesse, così da riprodurre un modello elettrico dell'informazione pervenuta al cervello; lo stesso dicasi per qualsiasi altra informazione o stimolo, capace di raggiungere il cervello.

Gli esperimenti di anatomia hanno individuato nel cervello i centri motori, mediante stimolazione elettrica della massa cerebrale durante esperimenti clinici a cranio aperto. Deboli tensioni, applicate per mezzo di ádatti elettrodi in luoghi diversi dalla massa cerebrale, possono indurre movimenti e reazioni muscolari in varie parti del corpo. Detti ricevitori si inseriranno ad es. con perforazione cranica il più vicino possibile al nervo o ad un centro nervoso ovvero in altre parti del corpo dove si intendesse modificare o stimolare un nervo. Si devono distinguere i movimenti stimolati da quelli controllati. Anche se oggi conosciamo « molto bene » il cervello, allorchè ad ogni lobo cerebrale, come ben si sa, presiede e deputa una sua azione di influenzamento: vuoi sull'olfatto, vuoi sull'udito, o sulla vista ecc., siamo ancora lontani dal concepire isolati e parziali taluni movimenti della contrazione e di considerarli come movimenti controllati o coordinati.

Tuttavia, per esperimenti successivi, è stato possibile tracciare un atlante del cervello, che fornisce indicazioni sulla dislocazione dei centri motori degli arti, delle estremità, tronco, viso, e degli organi interni, ecc.

Quindi anzichè elettrodi esterni superficiali extra-corporei al soggetto, nel cranio troverà sede fissa un ricevitore inglobato, comandato per via radio dall'esterno, dopodichè il cranio verrà nuovamente chiuso.

E' stato possibile riprodurre l'effetto di suono, stimolando elettricamente con impulsi l'area del cervello, che presiede al senso dell'udito nell'assenza più completa di qualsiasi rumore nel padiglione auditivo del soggetto sotto esperimento. Analogamente dicasi per gli altri sensi (vista, tatto, olfatto, ecc.). Stimolazioni elettriche possono rievocare nel soggetto ricordi ed esperienze anteriori, apparentemente dimenticate dalla memoria cosciente. Coi suddetti stimoli è prevedibile che si possano risolvere processi di neutralizzazione di stati psichici. Tali stimolazioni elettriche, questa volta, si potranno ripetere mediante ricevitori inglobati, inseriti nei luoghi adatti. Ai reofori di uscita del ricevitore inglobato 176 di fig. 3 sarà applicata una tensione, che sarà dell'ordine dei micro Volt, per es. 50 micro Volt, inoltre nell'amplificatore a bassa frequenza 170, la cui funzione verrà detta più avanti, è incluso un auto-oscillatore con forma ad onda approssimativamente sinusoidale con ampiezza e frequenza variabile. Tale frequenza, generata dal ricevitore, è compresa tra gli 8 e i 12 Hz, ed è nota in medicina con il nome di « frequenza ritmo alfa ». Da tale frequenza le cellule nervose, soprattutto quelle del cervello, subiscono la maggior stimolazione. Ovviamente altre frequenze possono essere generate al fine d'ottenere effetti diversi tra cui quello sopra citato.

Come particolare interessante, posso riferire che, ad es., i « micro-ricevitori inglobati » possono usarsi contro i tumori cerebrali, che producono al loro manifestarsi, un'insolita attività elettrica. In questo caso è possibile diagnosticare che il male è annidato in tale punto. Con l'inserimento del ricevitore inglobato, come precedentemente visto, si ha la correzione dell'insolita attività elettrica, contrappo-

nendo un opportuno segnale elettrico correttivo. Questo segnale agirà su quelle parti del cervello in cui il male è annidato. Più ampiamente verrà dissertato in seguito circa la correzione delle attività elettriche dei tumori ed il modo di arrivare ad un loro possibile arresto di attività o bloccarli totalmente.

Collocato in altra parte, il ricevitore inglobato potrà servire, allorchè generi tipici segnali di cui ho già spiegato il funzionamento, per correggere scompensi psichici e disordini mentali, che sono ugualmente individualizzabili grazie alle tipiche forme d'onde, che si raccolgono su un elettroencefalogramma. In ogni punto del corpo umano può essere inserito un ricevitore inglobato poichè ovunque esistono cellule nervose.

frequenze con prestabilite forme d'onda.

Per quanto riguarda gli impulsi dolorifici, essi sono a frequenza altissima e comandano direttamente i muscoli motori, escludendo l'intervento del cervello (riflesso condizionato) e quindi il ricevitore inglobato, affinchè possa servire allo scopo, dovrà generare una frequenza alta per ottenere un efficace potere di comando anti-dolorifico sulle cellule nervose. Il ricevitore inglobato servirà anche come mezzo anestetico durante un'operazione, ma ciò varrà solo nel caso in cui il soggetto non è anestetizzabile. Da tutti gli esempi citati posso quindi concludere dicendo che il principio del ricevitore inglobato è basato sulla conoscenza, ormai rivelata, che una fibra nervosa è paragonabile ad un cavo coassiale (fig. 7).

Fig. 6 - Tipico aspetto di una cellula nervosa.

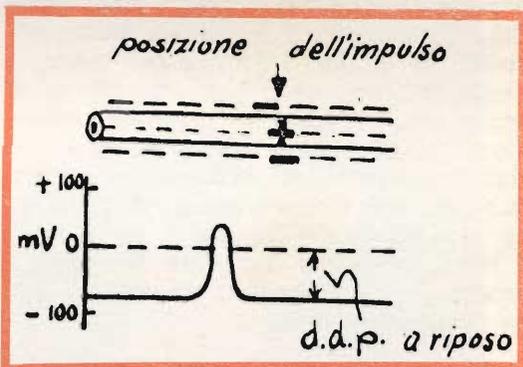



Fig. 7 - La cellula nervosa è paragonabile alla struttura elettrica di un cavo coassiale.

Gli impulsi si propagano su una fibra nervosa come scariche dielettriche vaganti.

E' interessante notare e ciò è ormai conosciuto che le polarità delle fibre si invertono, rimanendo localizzate entro una piccola zona, che si sposta velocemente da un capo all'altro della fibra stessa. Per quanto riguarda le informazioni sensoriali, ad es. effetto calorifico o del freddo, si sa che esse arrivano al cervello sotto forma di impulsi, la cui frequenza è proporzionale alla intensità dello stimolo per la regolazione del caldo, del freddo, ecc. Anche questo amplificatore 170, fig. 3, come per le altre applicazioni, conterrà un oscillatore generatore di particolari

La membrana tubolare della fibra nervosa, riempita da una sostanza gelatinosa, conduce corrente, mentre la superficie esterna della membrana assolve la funzione di strato dielettrico ed è immersa in un liquido (umore corporeo) elettricamente conduttore, che riveste esteriormente, a guisa di calza, la fibra nervosa tubolare. Da un punto biologico e fisico si conosce pure che il comportamento della fibra nervosa è binario, poiché fornisce o un impulso di tensione nervosa, o si trova in stato di quiete, ma non ammette una « modulazione d'ampiezza » del segnale.

Se lo stimolo nervoso iniziale ha una ampiezza insufficiente, non riuscirà ad eccitare la fibra e non si propagherà lungo

la stessa. Inoltre tra un impulso di comando ed il successivo sulla fibra nervosa dovrà correre un certo lasso di tempo, che è noto biologicamente con il nome di « periodo di refrattarietà » ed i segnali di comando, prodotti dal ricevitore inglobato, saranno opportunamente distanziati. Inoltre si deve tener presente, come i biologi affermano, che queste membrane, costituenti le fibre nervose, sono dotate di una « permeabilità selettiva » in quanto gli ioni positivi esterni (sodio) non possono penetrare attraverso esse nello strato di gelatina.

Quando la fibra è in quiete, gli ioni negativi all'interno della fibra stessa, sono un prodotto dell'attività chimica delle cellule nervose.

L'interno della fibra risulta quindi elettricamente negativo rispetto all'esterno. Ciò vale altresì per le cellule muscolari, vedasi ad es. le fibre del cuore ovvero i centri di produzione degli stimoli per la eccitazione cardiaca. In generale possiamo dire che questa differenza di potenziali tra interno ed esterno della fibra, misurata con micro-elettrodi di precisione, può assumere valore di 80-100 mV. Il micro ricevitore inglobato sarà atto a produrre sui suoi reofori tensioni di ordine di questo valore.

Oggi è consuetudine negli Ospedali la pratica di eccitare il tessuto muscolare mediante impulsi elettrici (elettrochoc, defibrillatore, ecc.).

Le stimolazioni e contrazioni dei muscoli, mediante impulsi elettrici, sono provocate non solo per riattivare la funzione di un organo (cuore) ma anche per altri scopi diagnostici. A tale scopo ci si avvarrà del noto studio sulle reazioni particolari dei muscoli e dei nervi ecc.

Tenendo conto di ciò il ricevitore inglobato ha in sè circuiti a super-conduttività. Secondo le recenti tecniche in uso, è capace di funzionare, ad es., da multivibratore onde procurare forma d'onda di segnali quadri ecc. da trasmettere sugli elettrodi 176' 176" ecc.

Anche il cuore, visto che il muscolo cardiaco non si sottrae a tale regola, può essere comandato da un ricevitore inglobato, inserito nel corpo umano senza necessità d'applicare stimoli esterni, in sede appropriata, e mediante la posizione che esso occuperà con i suoi elettrodi stimolerà i nodi per la formazione degli stimoli per l'eccitazione cardiaca. In una malattia del cuore, nota come « blocco » si ha interruzione elettrica tra le orecchiette ed i ventricoli. In tale situazione i ventricoli presentano un ritmo di battito non sempre sincronizzato con quello delle orecchiette con possibili gravi scompensi a secondo dell'entità e della durata del blocco (completo o parziale). In questo caso il ricevitore inglobato, opportunamente posto nel punto desiderato, permette di trasferire impulsi elettrici cardiaci tra le due regioni del muscolo, tra le quali esiste il blocco, e di ristabilire il ritmo e la funzione normale del cuore.

APPLICAZIONE DI MICRO-GENERATORI DI SEGNALI INGLOBATI AI BULBI OCULARI

È noto che il bulbo oculare è considerato, ai riguardi elettrici, come se fosse composto da 2 metà elettrostaticamente cariche. Si conosce anche la tecnica di registrazione di questi potenziali su un chimografo, passando quindi alla elettrooculografia.

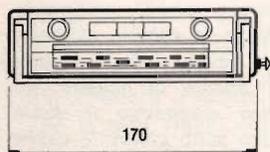
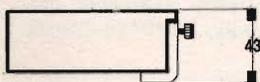
Per la modifica di detti potenziali elettrici il ricevitore inglobato potrebbe agire, una volta sistemato nelle sedi più appropriate, sulla epidermide attorno all'arco sopraccigliare in prossimità del punto d'attacco dei bulbi oculari, cioè su lati esterni dell'occhio medesimo.

Il ricevitore in questione, radio-comandato dall'esterno, può far deviare la vista del bulbo del soggetto verso destra o sinistra a secondo il modo in cui verrà invertito il potenziale elettrico di comando.

Oggi potrebbe apparire fantasioso pensare di dotare la vista umana di una capacità visiva, estesa su uno spettro visivo allargato rispetto a quello visivo abitudinario (dal rosso-violetto) allargato (infrarosso-ultravioletto).

Si tratta di far coprire alla vista una banda visiva che estrapoli dal normale

autotransistor portatile per FM/OM completo di speciale supporto e mascherina – per automezzi funziona con batterie auto, portatile con batterie interne – altoparlante ad alto rendimento acustico – 11 transistor + 4 diodi – selezione di gamma e sintonia automatica per FM a tastiera – sintonia manuale - antenna telescopica – potenza d'uscita 2,5 W – elegante mobile con maniglia – peso 1.100 g

AUTOTRANSISTOR PORTATILE AM-FM

AKKORD

spettro visivo. Non è ora il caso di addentrarsi nella trasformazione dell'immagine visiva, che si costituisce sulla retina e si trasmette al cervello sotto forma d'impulsi elettrici e, come oggi ben si sa, paragonabile ad una sub-miniaturizzata trasmissione televisiva.

La retina, comprendente i bastoncini ed i coni, come noto è, in un certo senso, paragonabile ad una piastra sensitiva dell'iconoscopio televisivo. In ciò consiste la nuova ed azzardata ipotesi: supponendo di variare dei potenziali elettrici sulla retina o in prossimità dei punti d'attacco dei bulbi oculari, la retina stessa può sensibilizzarsi per quella parte dello spettro visivo, che normalmente non è impressionabile.

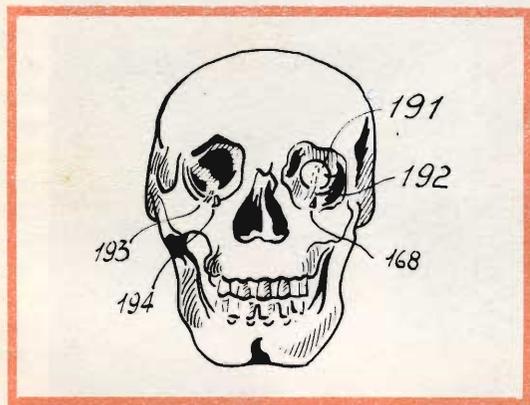



Fig. 8 - Un microgeneratore di segnali può essere inglobato nell'occhio.

Questa idea che presento a puro titolo personale non è a tutt'oggi ratificata da nessun esperimento, che possa convalidare la sicurezza del risultato. Tuttavia si potrebbero compiere tali esperimenti. Si otterrebbe come risultato che l'occhio umano potrebbe finalmente:

1) vedere nel buio (i raggi infrarossi si propagano anche in assenza di luce)

2) aumentare la distanza visiva. L'ottica ci insegna che le fotografie fatte ad infrarosso permettono di vedere le montagne che l'occhio non vede.

Passiamo ora a dare qualche istruzione sull'inserimento di questi micro-generatori di segnali inglobati nella cavità oculare.

In fig. 8 è rappresentato un micro-generatore di segnali inglobato collocato, mediante operazione neo-chirurgica, sotto l'occhio 191 e precisamente a contatto con il nervo ottico 192. Ciò affinché possa produrre su esso convenienti induzioni elettrostatiche o campi magnetici indotti. Il nervo ottico, così impressionato, può rendere visualizzabile, come detto sopra, all'occhio stesso gli oggetti che nel buio emanassero radiazioni infrarosse. Uguali procedimenti si possono usare per il nervo ottico 193, che ricevendo appropriati segnali d'induzione dal micro-generatore di segnali inglobato 194, può far sì che l'occhio stesso veda gli oggetti che emanino raggi ultravioletti.

La presente ricerca ha carattere originale ed è brevettata in tutto il mondo. L'autore ringrazia le ditte Bay e General Instrument Corporation (U.S.A.) per aver messo a sua disposizione i nano circuiti in elettronica molecolare, senza i quali non avrebbe potuto perfezionare la sua ricerca.

Nei calcolatori elettronici ed in altre apparecchiature complesse il problema della manutenzione è assai gravoso, in quanto richiede sempre l'impiego di parecchio tempo da parte di tecnici altamente specializzati. Infatti anche ora che sono in uso i circuiti a schede, facilmente estraibili e sostituibili, rimane sempre difficoltoso individuare con esattezza la scheda avariata, e non sempre si può procedere sostituendo i blocchi per tentativi. Per questo alcuni sistemi elettronici di nuova produzione adottano su ogni scheda, o su ogni blocco di schede, un indicatore di funzionamento corretto. Esso è costituito da un dispositivo magnetico il quale comanda un indicatore ottico colorato, che muta colore quando il circuito sotto controllo cessa di funzionare correttamente. Ciò si realizza con un comando automatico elettronico che, nel caso di guasti, fa commutare il dispositivo magnetico da uno stato di magnetizzazione ad un altro. L'indicatore risponde ad impulsi della durata superiore a 15ms, e viene facilmente riportato in posizione di riposo mediante l'applicazione di una tensione inversa.

GENERATORE AM-FM

MOD. «TES» AF 1065

I metodi produttivi adottati dall'industria elettronica si evolvono per raggiungere i massimi risultati quantitativi nel più breve tempo e contemporaneamente per restringere, fino al totale annullamento, ogni possibilità di errore in tutte le operazioni che si susseguono dal montaggio meccanico al collaudo finale. La necessità e l'importanza dei controlli cresce logicamente man mano che ci si avvia alle fasi conclusive, per assumere valore essenziale, atto a definire il carattere di una produzione, durante la taratura finale.

Questo presupposto diventa normativo soltanto se il collaudo finale viene eseguito con strumenti di alta precisione e di sicuro affidamento, per ciò che concerne la stabilità nel tempo e la resistenza all'usura. In un certo senso, il perfezionamento degli strumenti di taratura deve precedere e stimolare il perfezionamento produttivo, specialmente nel lavoro di serie, dove ogni frazione di tempo coinvolge tutto un complesso di operazioni collettive.

Con questi punti di vista la TES ha studiato e realizzato un nuovissimo modello di Generatore AM-FM che, già nelle edizioni sperimentali, ha ottenuto il pieno consenso di tecnici e costruttori. Lo strumento si vale di particolari costruttivi che gli assicurano una grande stabilità, sia per quanto riguarda la precisione delle frequenze generate, sia per l'esattezza nell'attenuazione dei segnali generati.

Nel progetto è stato tenuto conto di tutti i particolari concernenti l'uso pratico: rapidità nell'uso dei comandi, in parte costituiti da pulsanti; loro razionale distribuzione sul pannello; semplificazione nel passaggio dai segnali AM a quelli in FM; nell'impiego delle frequenze di modulazione; nelle letture, rese possibili da una serie di pulsanti, sul quadrante a più scale dello strumento indicatore.

Il generatore emette segnali AM, compresi fra 140 kHz e 45 MHz in sei gamme, e segnali FM su due gamme, da 9,5 a 12 e da 85 a 110 MHz. Dispone di modulazione AM alla frequenza di 400 Hz, con regolazione della profondità da 0 al 50%; di modulazione FM alla frequenza di 1000 Hz, con deviazione regolabile da 0 a ± 50 kHz. Inoltre può accogliere segnali di modulazione esterna, sia in AM che in FM, da due ingressi separati.

L'attenuatore è regolabile a scatti, con 5 salti di 20 dB ciascuno, ed in modo continuo lineare da 0 a 20 dB. L'attenuatore a scatti è realizzato entro una fusione di alluminio, a scompartimenti ricavati nel pieno, ed ha un'impedenza d'uscita di 75 Ω. L'ampiezza del segnale d'uscita a RF è di 100 mV efficaci a circuito aperto.

Per la sua flessibilità d'impiego il Generatore si presta tanto per misure di laboratorio che come campione di taratura al termine di catene di montaggio.

Le ridotte dimensioni e la robustezza, unite alla inalterabilità meccanica e funzionale dei comandi, conferiscono allo strumento le più eccellenti doti di adattabilità, qualunque possa essere l'importanza e la mole del lavoro da compiere.

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza AM	da 140 kHz a 45 MHz in 6 gamme gamma MF AM allargata
Gamma di frequenza FM	9,5 ÷ 12 - 85 ÷ 110 MHz
Precisione in frequenza	entro ± 1%
Segnale RF d'uscita	mass. 0,1 V eff. (circuito aperto) regolabile da 0,1 µV a 0,1 V
Impedenza d'uscita	75 Ω ± 10%
Attenuatore a scatti	5 scatti da 20 dB, tarato in µV precisione entro 2 dB
Attenuatore lineare	regolabile da 0 a 20 dB tarato in µV, lettura sullo strumento precisione entro 1 dB
Possibilità di modulazione	AM - FM - AM+FM
Modulazione AM	frequenza 400 Hz ± 5% profondità regolabile da 0 al 50% precisione entro ± 10%
Modulazione FM	frequenza 1000 Hz ± 5% deviazione regolabile da 0 a ± 50 kHz precisione Δ F entro ± 20%
Modulazioni esterne	per frequenze da 30 Hz a 15 kHz profondità e Δ F indicate dallo strumento
Valvole e diodi impiegati	OA2 - ECL82 - ECF80 - ECC85 - ECC88 - 2) EF95 - OA159 - OA85 - 2) TV8
Alimentazione	rete 220 V 50 Hz
Dimensioni	400 x 250 x 160 mm
Peso	kg 10 circa

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Le parti costitutive del Generatore mod. AF 1065 sono:

1 Alimentatore;

2 Oscillatori a BF, rispettivamente a 400 e a 1000 Hz per le note di modulazione AM e FM;

1 Oscillatore a 6 gamme per le frequenze radio AM;

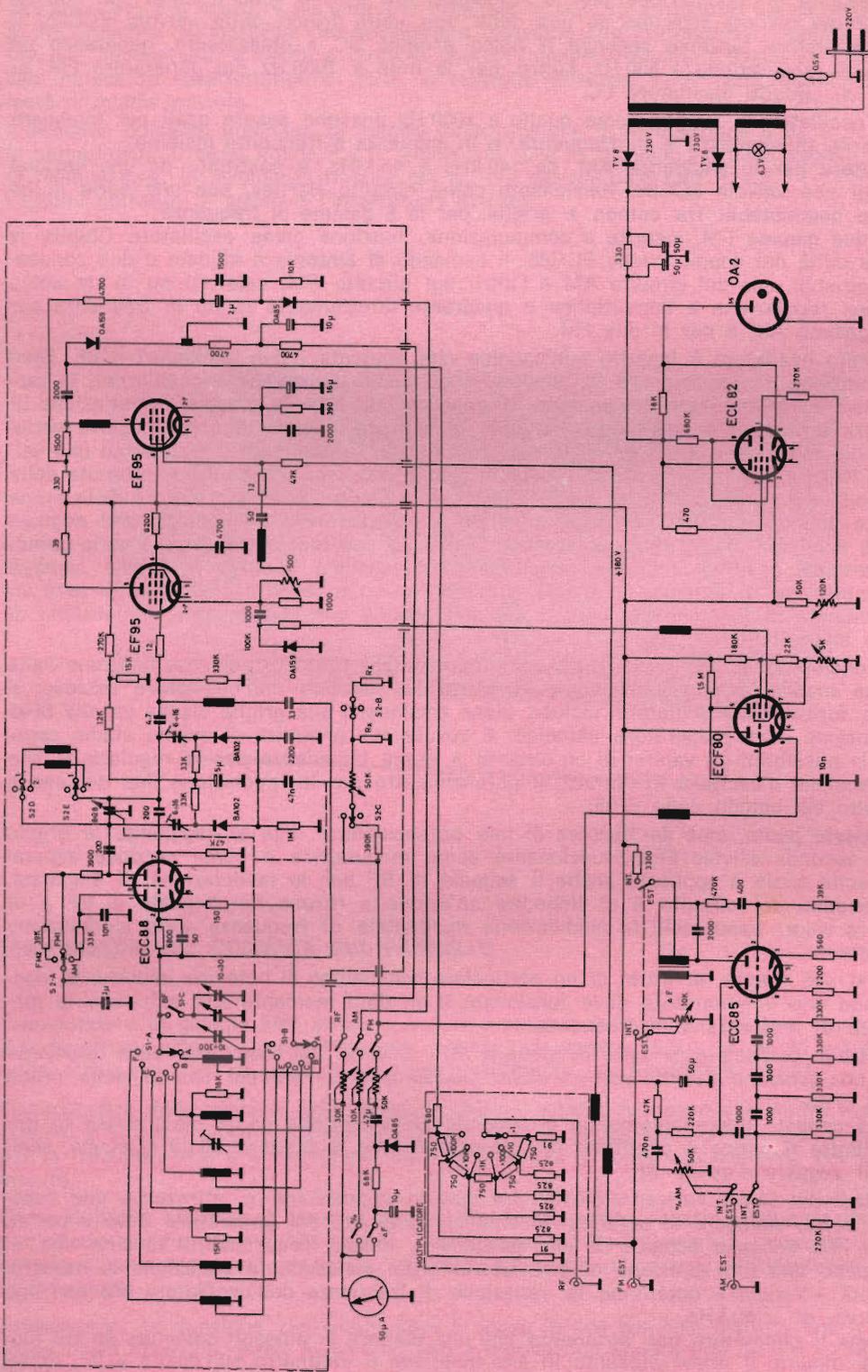
1 Oscillatore a 2 gamme per le frequenze radio FM;

1 Circuito separatore catodico;

1 Modulatore AM (2° separatore);

1 Circuito modulatore FM realizzato con diodi « varicap »;

1 Circuito livellatore della tensione d'uscita a RF.

Il circuito di alimentazione preleva la corrente dalla rete mediante un trasformatore con primario 220 V. L'alta tensione, rettificata da due diodi al silicio tipo TV8 e spianata da una cella di filtro RC, è stabilizzata. La stabilizzazione è ottenuta dalla combinazione di una valvola tipo ECL82 e da una OA2. Mentre quest'ultima determina la tensione di riferimento, il pentodo contenuto nella ECL82 funziona come regolatore in serie. Il triodo come amplificatore DC. La tensione di polarizzazione di griglia della sezione triodo ECL82 è infatti prelevata, mediante potenziometro regolato in taratura, dal catodo dell'unità pentodo. La stabilizzazione risulta efficace e indipendente, entro i più ampi limiti, dalle variazioni della tensione di rete.

GENERATORE AM FM
AF 1065
SC 265

I due segnali di modulazione per le frequenze AM ed FM sono ottenuti con due diversi circuiti, serviti ciascuno da una delle due unità triodo della valvola ECC85. Il primo oscillatore funziona secondo il tipico schema RC a sfasamento, generando un segnale di modulazione a 400 Hz, l'altro, per la nota a 1000 Hz del generatore FM, si vale di un circuito oscillatore LC.

Tanto l'oscillatore a 400 Hz, come quello a 1000 Hz possono essere usati per modulare la portante in ampiezza e in frequenza, o in ampiezza e frequenza insieme.
L'oscillatore per le frequenze AM, da 140 kHz a 45 MHz, è costituito da una sezione triodo di una valvola ECC88, funzionante come circuito Hartley, con una serie di induttanze commutabili fra catodo e griglia, per le 6 gamme di frequenza.
Per le due gamme FM, inserite a commutazione, funziona come oscillatore Colpits la seconda unità del doppio triodo ECC88. Il comando di sintonia è affidato a due condensatori variabili, uno sul circuito AM e l'altro sul circuito FM, calettati su di un unico asse, con regolazione a demoltiplica e quadrante direttamente tarato in frequenza per le sei gamme AM e per le due FM.

Un circuito livellatore è inserito sull'anodica che alimenta i due oscillatori a RF. Esso ha la funzione di condizionare la tensione sugli anodi delle valvole oscillatrici, in rapporto inverso all'ampiezza del segnale RF generato. Su tutte le gamme, la variazione di frequenza dovuta al condensatore variabile di sintonia, avviene senza eccessive variazioni della tensione d'uscita a RF. Questa funzione di livellamento è affidata ad una valvola ECF80, la cui unità pentodo riceve in griglia una tensione continua ottenuta dalla rivelazione del segnale d'uscita a RF, affidata a un diodo OA159 e prelevata dalla prima EF95. La tensione continua, di segno positivo e proporzionale all'ampiezza del segnale a RF, è applicata alla griglia del pentodo ECF80. La sua tensione di placca varia quindi col potenziale positivo di griglia, un aumento di tensione positiva in griglia causerà una diminuzione di tensione in placca e quindi, su un'impedenza più bassa, si avrà un abbassamento di tensione sul catodo dell'unità triodo con conseguente diminuzione di anodica all'oscillatore.

Il funzionamento di uno o dell'altro oscillatore a RF è ottenuto per commutazione della tensione anodica, tensione che viene interrotta sul circuito dell'oscillatore escluso. Il segnale fornito dall'oscillatore incluso viene trasmesso alla griglia di una valvola EF95 che funziona come separatore catodico. È dovuta alla presenza di questo stadio separatore la possibilità di valersi di un circuito a bassa impedenza per la regolazione fine della tensione d'uscita a RF. Infatti, il potenziometro per la regolazione fine dell'uscita è inserito sul catodo della EF95.

È da questo punto, cioè dal cursore di tale potenziometro, che si raggiunge la griglia di una seconda valvola EF95, funzionante come modulatrice e come seconda separazione, sulla quale è applicato anche il segnale di BF per la modulazione di ampiezza. Caratteristica del circuito è di impedire un'azione a ritroso del segnale di BF e di ridurre a valori trascurabili la modulazione incidentale di frequenza sulla modulazione di ampiezza.

Come si può intuire, si tratta di un particolare schematico di notevole importanza, considerando che il generatore deve funzionare a un dato momento con entrambe le modulazioni di ampiezza e di frequenza.

Al controllo dell'ampiezza della tensione a RF emessa dai due oscillatori provvede anche una tensione rivelata con un diodo OA159 e prelevata dal catodo della prima valvola EF95.
Come accennato precedentemente, la seconda EF95 funziona come modulatrice di griglia, mentre il carico è costituito dall'attenuatore che, a scatti di 20 dB ciascuno, seleziona il segnale d'uscita RF.

Due diodi del tipo « Varicap » BA102, fra loro in opposizione e, attraverso due capacità in serie, collegate in parallelo al circuito oscillante del generatore Colpits per le gamme FM, vengono eccitati da una tensione a bassa frequenza di 1000 Hz che si sovrappone alla loro tensione di polarizzazione. La conseguente variazione di capacità dei diodi « Varicap » determina la variazione di frequenza dell'oscillatore FM con una deviazione di $\pm$ 50 kHz.
Completa il generatore uno strumento che una tastiera di pulsanti commuta su tre funzioni di misura. Il primo pulsante in alto inserisce il voltmetro sull'uscita a RF, prima

dell'attenuatore a scatti, e ne indica la tensione in mV. Lo strumento indica la tensione a RF presente all'ingresso dell'attenuatore, tensione che corrisponde a quella disponibile sul bocchettone d'uscita a circuito aperto. Quando il circuito d'uscita è chiuso sulla sua impedenza caratteristica di 75 Ω, la tensione effettiva a RF sarà esattamente la metà di quella indicata.

Il secondo pulsante inserisce la misura della tensione di modulazione a BF e ne indica la percentuale; il terzo indica il Δ F. Anche nel caso in cui vengano usati segnali esterni di modulazione, lo strumento misura sia la loro percentuale che il Δ F.
L'ultimo pulsante in basso è l'interruttore di rete.

DISPOSIZIONE DEI COMANDI SUL PANNELLO

Commutatore di gamma FM: si trova in alto, a sinistra del pannello frontale. Nelle prime due posizioni vengono rispettivamente inserite le gamme 9,5 ÷ 12 e 85 ÷ 110 MHz, nella terza posizione il generatore viene predisposto per funzionare in AM.

Commutatore delle gamme AM: questo comando, situato in basso a sinistra, inserisce con sei scatti le 6 gamme AM, da 140 kHz a 45 MHz. La gamma corrispondente alla MF per la frequenza AM è allargata per facilitare un più preciso allineamento dei relativi circuiti.

Comando della sintonia: è il comando con cui viene scelta l'esatta frequenza richiesta per ciascuna delle gamme AM ed. FM. L'alto rapporto di demoltiplica consente la fine selezione della frequenza prescelta, leggibile sull'ampio quadrante direttamente tarato in frequenza.

Attenuatore: la funzione dell'attenuatore è divisa in due comandi distinti: uno a scatti (5 da 20 dB ciascuno, tarati in µV) ed uno a regolazione lineare fine da 0 a 20 dB, pure tarato in µV.

Modulazione e Δ F: due comandi disposti in basso, fra l'attenuatore lineare ed il bocchettone d'uscita a RF servono rispettivamente alla regolazione del Δ F e della percentuale di modulazione. Questi due comandi, se ruotati completamente a sinistra (senso antiorario) fino oltre lo scatto, predispongono il generatore a ricevere i segnali modulazione esterna.

Strumento indicatore: lo strumento indicatore è un microamperometro da 50 µA con quadrante a tre scale, predisposto per la misura della tensione a RF presente all'ingresso dell'attenuatore, per la misura della percentuale di modulazione e per la misura del Δ F.

Commutatore a pulsanti: i primi tre pulsanti servono a commutare lo strumento indicatore sui tre punti di lettura contraddistinti dai segni RF - MOD - Δ F. Il quarto pulsante è l'interruttore RETE e la sua posizione di **acceso** o **spento** è indicata dalla sottostante lampadina spia.

Collegamenti sul retro dello strumento: sulla parte posteriore del generatore vi è un piccolo pannello recante l'attacco per il collegamento alla rete, con presa di massa al centro, il portafusibile di protezione e due bocchettoni per l'ingresso dei segnali di modulazione esterna AM ed FM.

ISTRUZIONI PER L'USO

Lo strumento è predisposto per funzionare su tensione di rete a 220 V.
Per accendere lo strumento si preme il tasto RETE. La lampadina spia indica lo stato di funzionamento. Prima di effettuare le misure si deve lasciare passare il tempo necessario alla stabilizzazione termica delle valvole (circa 1 minuto).

Dovendo eseguire operazioni di allineamento e taratura su frequenze AM si sposta il commutatore FM 1-2 AM in posizione AM. Quindi si sceglie la gamma di frequenza desiderata, agendo sul commutatore A - B - C - D - E - F.

Per operare con le frequenze FM, basta riportare il commutatore su 1 o su 2 a seconda della gamma frequenza FM desiderata.

Tutte le funzioni del generatore in FM, gamme, scale di frequenza sul quadrante di accordo, scala Δ F dello strumento, regolazione del Δ F e tasto Δ F **sono segnate in rosso**.

Volendo leggere la tensione d'uscita, si preme il tasto RF e si moltiplica la lettura fatta sullo strumento per la cifra segnata dalla posizione del moltiplicatore µV d'uscita.
La regolazione fine della tensione d'uscita a RF si ottiene manovrando il bottone « µV uscita ».

Per leggere la percentuale di modulazione si preme il tasto MOD. Per regolare la percentuale di modulazione si agisce sul bottone % MOD.

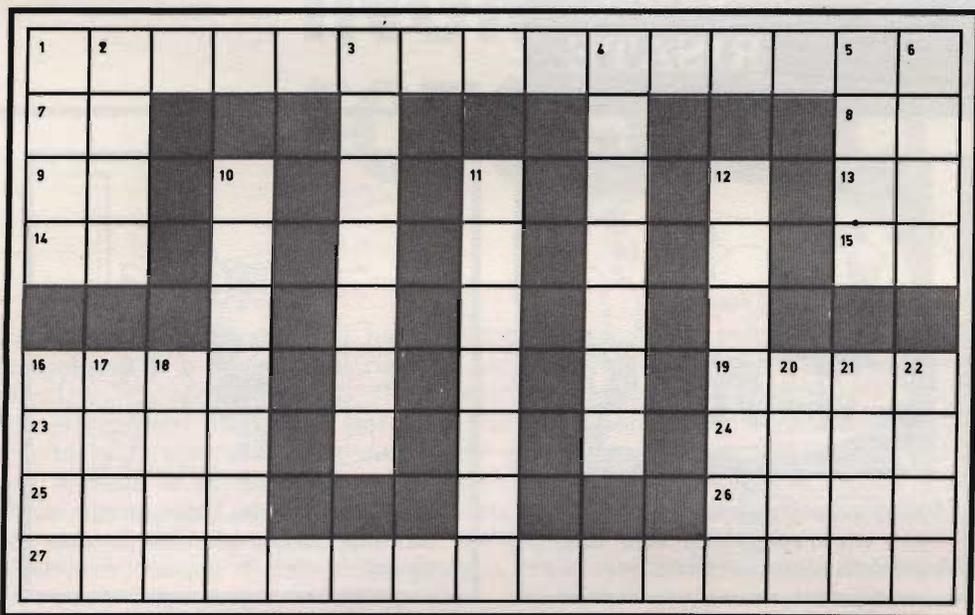
Per leggere il valore di Δ F si preme il tasto Δ F, per regolarne il valore si agisce sul bottone Δ F.

Come abbiamo accennato nel capitolo « Disposizioni dei comandi sul pannello », i comandi Δ F e % MOD, girati in senso antiorario fino oltre lo scatto, predispongono il generatore a ricevere i segnali di modulazione esterna rispettivamente in AM e in FM. I bocchettoni d'ingresso dei segnali di modulazione esterna sono situati sul piccolo pannello disposto sul retro dello strumento e contrassegnati nell'ordine AM, FM.
Anche per i segnali di modulazione provenienti dall'esterno, il generatore indica tanto la percentuale come il Δ F.

Si ricorda che il voltmetro a RF segna la tensione di ingresso all'attenuatore. Quindi la tensione letta equivale alla tensione presente sul bocchettone d'uscita, soltanto se l'uscita non è caricata dall'impedenza del circuito esterno.

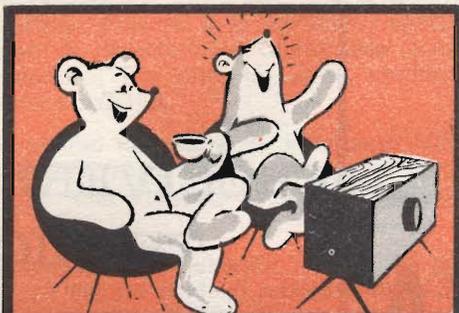
Quando viene applicato il carico d'impedenza caratteristico (75 Ω), la tensione d'uscita sarà uguale alla metà di quella letta sullo strumento.

CRUCIVERBA TECNICO

LA RESISTENZA

ORIZZONTALI:

1) Circuito divisore di tensione - 7) La gamma di mezzo - 8) Simbolo di un metallo leggero - 9) Il principio dei logaritmi - 13) Tensione di lavoro - 14) Da 3.000 a 15.000 kHz - 15) Diodo al germanio - 16) I Transistor per UHF VHF... invertiti - 19) Frequenze radio e audio - 23) L'inizio delle onde smorzate - 24) Termina l'automatismo - 25) Materiale di elevata conducibilità - 26) Un relè montato alla rovescia - 27) Impianto di amplificazione.

VERTICALI:

1) Positivo o negativo - 2) Mancano le onde lunghe - 3) Sopra vi è la valvola - 4) Potenza o corrente assorbita - 5) Può essere a numerose coppie - 6) Nucleo rotondo per bobine ad alta frequenza - 10) Dal basso all'alto, questa resistenza si esprime in gradi/watt - 11) Tensione alla placca - 12) Ha le griglie, dal basso all'alto - 16) Nota marca di saldatori - 17) Conduttore parzialmente ricoperto - 18) Fra le... e le onde medie - 20) Conduttori - 21) Due modi di collegare un transistor - 22) Sul pannello dell'altoparlante.

VIDEO RISATE

« ... Qualcosa della nostra antica esperienza ci dice, cari telespettatori, che l'arbitro non sarà dalla parte del nostro campione... ».

« ... Signorina, glielo dico per l'ultima volta: Qui non siamo dal parrucchiere!... »

« ... sarà, ma con questa riesco a sentire uno shake anche a 160 all'ora... »

« ... Deve trattarsi senza dubbio di un nostro antenato... »

REGOLATORE ELETTRONICO DI ESPOSIZIONE PER INGRANDITORI FOTOGRAFICI

a cura di L. Biancoli

L'automazione di dispositivi normalmente comandati a mano subisce continui miglioramenti a seguito dei risultati sempre più soddisfacenti che vengono raggiunti nel campo infinito di sfruttamento della tecnica elettronica.
Gli esposimetri elettronici per laboratori fotografici non sono certamente da considerarsi una novità, in quanto ne esistono in commercio diversi tipi, già sperimentati e perfettamente funzionanti. Essi però presentano l'inconveniente di un costo assai elevato, spesso inaccessibile per i non professionisti, che potrebbero tuttavia trarre notevoli vantaggi dal loro impiego.
Riteniamo dunque di fare cosa grata a molti dei nostri lettori riportando da Electronic Engineering questo articolo, che descrive appunto la realizzazione di un'apparecchiatura di questo tipo, accessibile a chiunque abbia con l'elettronica e con i semiconduttori una certa dimestichezza.

Una delle principali difficoltà che il fotografo dilettante deve affrontare agli effetti della stampa di copie — sia a grandezza naturale, sia con ingrandimento — consiste nell'esatta determinazione del tempo di esposizione. In genere, quando chi se ne occupa ha una certa esperienza, sa valutare il grado di contrasto della pellicola negativa, conosce la sensibilità della carta usata e l'intensità della sorgente di luce di cui dispone, ed è assuefatto alla rapidità di sviluppo della soluzione del rivelatore normalmente usata; sa destreggiarsi abbastanza bene, senza ricorrere a mezzi speciali, e — ciò che più conta — senza sprecare materiale in varie prove prima di ottenere il risultato migliore.

Quando invece manca l'esperienza, manca la capacità di valutazione dei parametri in gioco con sufficiente approssimazione, e manca il tempo necessario, le cose si complicano, ed è quindi assai probabile che — alla resa dei conti — si ottenga un risultato assai più scadente di quello che sarebbe possibile ottenere con mezzi adeguati.

Affinché il lavoro di stampa delle fotografie, e soprattutto di ingrandimento delle negative, dia la massima soddisfazio-

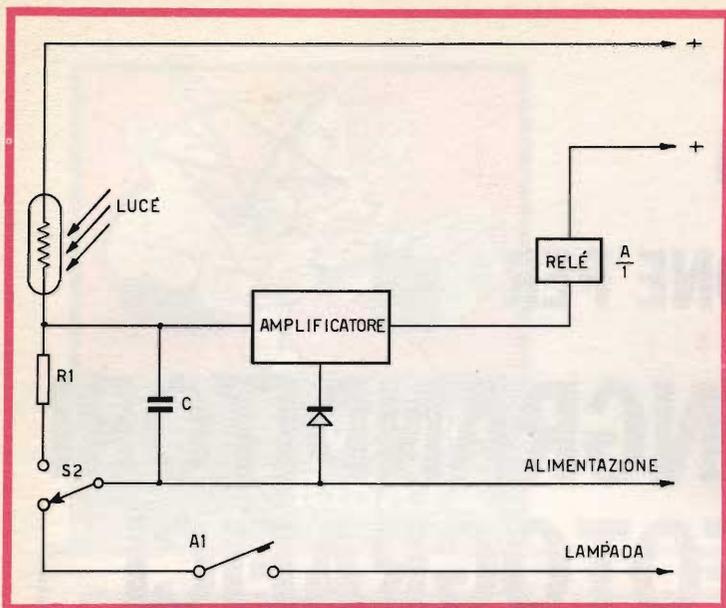



Fig. 1 - Principio di funzionamento dell'espositore. Il contatto A1 viene aperto ad opera del relé collegato all'uscita dell'amplificatore. Esso agisce non appena C ha raggiunto una carica sufficiente a portare il transistore finale dell'amplificatore in stato di interdizione.

ne, è necessario in primo luogo essere in grado di valutare il tempo di esposizione, in funzione delle diverse variabili che intervengono agli effetti pratici.

Ebbene, come è ovvio per chiunque abbia una certa esperienza in campo fotografico, il tempo di esposizione è in strettissima relazione con l'intensità della luce disponibile, vale a dire con l'intensità della luce che — passando attraverso la pellicola negativa — impressiona la carta fotosensibile sulla quale si desidera ottenere la positiva, o il suo ingrandimento.

La determinazione della luminosità dell'immagine proiettata può essere effettuata in diversi modi: tra questi, il modo certamente più semplice e pratico consiste nell'installare momentaneamente una fotocellula sul medesimo piano sul quale l'immagine viene proiettata. Ciò consente di misurare l'intensità della luce esattamente sul piano destinato ad ospitare durante l'esposizione la carta sensibile.

Ovviamente, perché sia possibile raggiungere la massima precisione, è indispensabile usare una fotocellula assai sensibile: a tale scopo, sarebbe del pari possibile utilizzare un elemento fotomoltiplicatore, o ancora una cellula del tipo ad emissione foto-elettrica (al potassio, o di altro tipo), tuttavia questi elementi, per quanto soddisfacenti dal punto di vista delle prestazioni, comportano inevitabili complicazioni dei circuiti di impiego, la necessità di disporre di tensioni relativamente elevate, particolari esigenze agli effetti dell'impedenza interna, ed infine — cosa tutt'altro che trascurabile — un costo che spesso può costituire un problema di una certa entità.

Grazie alla disponibilità attuale in commercio di cellule fotosensibili che presentano caratteristiche assai più idonee di quelle di un tempo, sussiste oggigiorno la possibilità di realizzare apparecchiature del genere, in grado di reagire, e quindi di funzionare, anche con livelli di luminosità estremamente ridotti.

Oltre a ciò, alcuni tipi di cellule basate sull'impiego di ossido di cadmio e di selenio consentono di ottenere una sorprendente sensibilità nei confronti della luce blu, pur mantenendo un tempo di responso assai rapido, nonostante la debole intensità del livello di illuminazione.

Ciò ha consentito la realizzazione di dispositivi di regolazione automatica del tempo di esposizione, del tipo al quale ci riferiamo, il cui principio di funzio-

namento è rappresentato con lo schema semplificato di **figura 1**. In esso, come vedremo meglio tra breve, è previsto un semplice circuito integratore del tipo RC, vale a dire a resistenza e capacità.

L'apparecchiatura descritta — che peraltro può essere realizzata da chiunque con buone probabilità di successo, beninteso proporzianate alla competenza del costruttore — ha dato in pratica ottimi risultati agli effetti della determinazione del tempo di esposizione della carta, indipendentemente dalla sua sensibilità, dalle caratteristiche dell'obbiettivo, e dal rapporto di ingrandimento.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La realizzazione di un dispositivo per la regolazione automatica del tempo di esposizione nell'impiego di un ingranditore fotografico è — ovviamente — tanto meno complessa, quanto minore è il numero dei componenti usati. Nella progettazione di quello che ci accingiamo a descrivere, si è tenuto conto per quanto possibile di questa esigenza, al fine di renderlo il più possibile attuabile da parte di chi desideri attrezzarsi in modo da evitare perdite di tempo e di materiale.

La **figura 2** illustra lo schema dell'apparecchio. La cellula fotosensibile impiegata è del tipo al cadmio-selenio, ottenuta per sinterizzazione, e successivamente ricoperta di resina: in particolare, il tipo impiegato per l'allestimento del prototipo era una TP MD-6 FR, prodotta in Inghilterra dalla Photain Controls. Questo modello presenta una resistenza massima — allorché si trova nella completa oscurità — pari a 500 MΩ. Inoltre, il rapporto tra la sua conduttività elettrica e l'intensità della luce che la colpisce è sostanzialmente lineare, beninteso entro la gamma di intensità luminose comunemente impiegate agli effetti dell'ingrandimento fotografico.

Quando viene esposta ad una sorgente di luce, la resistenza interna di questo elemento foto sensibile varia tra 20 e 0,5 MΩ, il che corrisponde all'incirca ad una variazione del tempo di esposizione tra i limiti di 1 e di 40 minuti secondi, a patto che si faccia uso di un condensatore della capacità di 4 μF, del tipo a fogli di poliestere, nel circuito preposto alla determinazione della costante di tempo.

All'inizio dell'intervallo di tempo durante il quale viene stabilito il periodo di esposizione, il condensatore C (vedi figura 1) si scarica attraverso R1 in quanto il deviatore S2 si trova spostato verso l'alto, in modo appunto da inserire R1. In tal caso, la tensione applicata alla base del transistore T4 (vedi figura 2) assume un valore inferiore a quello della **tensione zener**, presente ai capi del diodo DZ2.

Non appena l'interruttore S2, del tipo a pulsante, viene rilasciato, in modo da riassumere la posizione di riposo, il circuito di alimentazione della lampada dell'ingranditore si richiude attraverso S2 stesso, che — nella posizione di riposo — controlla la chiusura dei contatti del relé di commutazione A. In tali condizioni, la capacità che stabilisce la costante di tempo si carica attraverso la cellula fotoelettrica, con una rapidità che dipende dall'intensità della luce che colpisce la stessa cellula, nonché dalla posizione del cursore del potenziometro P1. Quest'ultima viene regolata opportunamente, in funzione della sensibilità della carta, tramite un'apposita taratura del quadrante applicato sotto la manopola che viene fissata sul relativo albero di comando.

In tali condizioni, la tensione presente sulla base di T4 assume un valore superiore alla tensione zener caratteristica del diodo DZ2, per cui il transistore non è più in grado di condurre una corrente elettrica. Ciò provoca l'apertura immediata dei contatti del relé A, che vengono azionati dall'elettromagnete, con la conseguente cessazione della luce prodotta dalla lampada.

Nel circuito illustrato alla figura 2, è stato possibile ottenere un valore assai elevato dell'impedenza di ingresso, grazie alle modifiche apportate per migliorare l'accoppiamento di emettitore tra i transistori T2 e T3, nel quale il circuito di ingresso — costituito da T1 e da T2

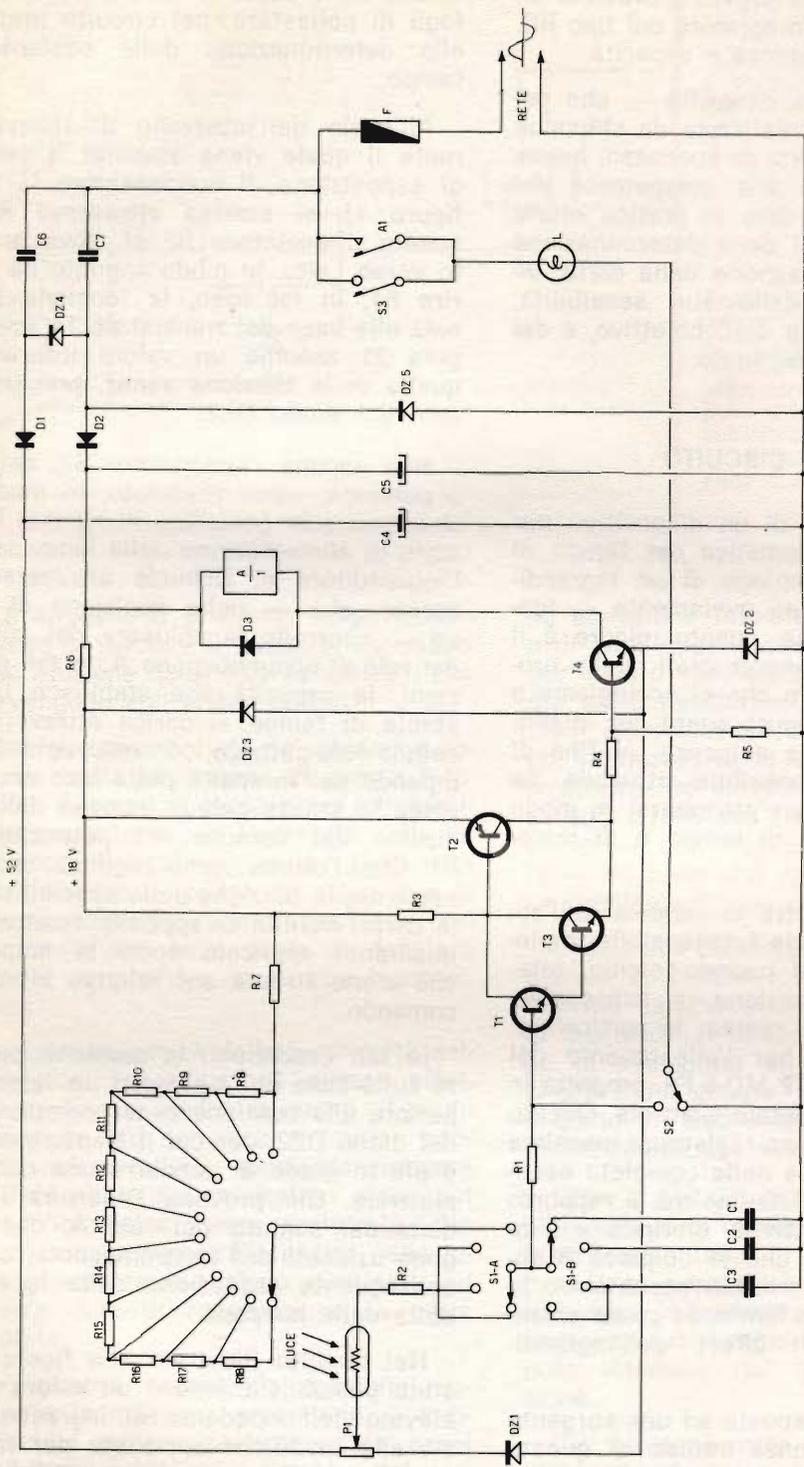



Fig. 2 - Circuito elettrico dell'intero dispositivo. La regolazione di P1 viene effettuata — previa taratura sperimentale — in funzione della sensibilità della carta. Il commutatore a dodici posizioni viene usato per la regolazione manuale, con esclusione del sistema a cellula fotoelettrica. Serve per lo stampaggio di più copie di una stessa fotografia. Variando la posizione del doppio commutatore S1, è possibile predisporre il dispositivo per la stampa di pellicole sotto-esposte, regolari, e sovra-esposte. Nell'elenco dei componenti, ad alcuni valori seguono i numeri corrispondenti del catalogo G.B.C.

IL NUOVO MISURATORE DI CAMPO VHF - UHF

UNA REALIZZAZIONE COMPLETAMENTE NUOVA ED ORIGINALE

LETTURA SU SCALA GRADUATA IN dB ED IN V.

MISURA SIA IL VIDEO CHE L'AUDIO

UNICA ENTRATA PER VHF E UHF

CONSULTAZIONE DI ECCEZIONALE SEMPLICITÀ

Campo di Frequenza:	VHF da 50 MHz a 230 MHz UHF da 470 MHz a 860 MHz
Campo di Misura:	da 50 μV = 0 dB a 100 mV = 70 dB direttamente da 500 μV = 20 dB a 1 V = 90 dB con attenuatore da 20 dB in dotazione.
Alimentazione:	2 pile da 6 V.
Equipaggiamento:	9 Transistori ed 1 Diodo
Accessori:	1 Adattatore d'impedenza VHF 1 Adattatore d'impedenza UHF 1 Attenuatore da 20 dB 1 Custodia in cuoio

MILANO - VIA S. SIRO, 9

Tutti i prodotti RAZAM sono disponibili presso l'organizzazione di vendita G. B. C.

— impiega appunto due transistori, collegati tra loro conformemente al noto circuito « Darlington ».

La corrente che passa attraverso la cellula fotoelettrica viene amplificata ad opera di T1, T2 e T3, dopo di che essa controlla il funzionamento del relé collegato in serie al circuito di collettore di T4. Quest'ultimo rimane chiuso fino al momento in cui il condensatore che determina la costante di tempo (C1, C2 o C3) raggiunge una carica tale da portare lo stesso transistore T4 in stato di interdizione, ciò che determina la diseccitazione del relé, e — quindi — lo spegnimento della lampada dell'ingranditore.

In sostanza, ciò che determina il tempo di esposizione è la quantità di luce che colpisce la cellula fotoelettrica. Una volta predisposta la negativa da stampare nell'apposito supporto, prima di effettuare l'esposizione, si installa la cellula sul piano di proiezione, facendo in modo che la sua presenza non alteri la stampa. A tale scopo, conviene predisporla lungo il perimetro della carta sensibile, o meglio della sua superficie utile, in modo tale che venga investita dal raggio di luce conico.

Il commutatore a dodici posizioni inserisce una certa quantità della resistenza dell'intero partitore, in modo da predisporre il tempo di esposizione con una certa approssimazione, in funzione della sensibilità della carta. Di conseguenza, converrà installare un quadrante graduato, sul quale si potranno riportare delle sigle convenzionali riferite ai diversi tipi di carta di normale impiego. Esso serve solo quando si esclude il funzionamento automatico.

Oltre a questo dispositivo, esiste un comando di regolazione ausiliario (S1-A e B), mediante il quale è possibile predisporre l'apparecchiatura per la stampa di negative sotto-esposte o sovra-esposte, senza che sia necessario ritoccare la regolazione principale.

Nella posizione illustrata nello schema, la capacità inserita è di 2 μF (C1), e serve per ridurre al minimo il tempo di esposizione, per la stampa di pellicole sovraesposte. La seconda posizione inserisce C2, del valore di 4 μF normalmente usato per le pellicole regolarmente esposte. La terza posizione inserisce C3, del valore di 8 μF, per la stampa di pellicole sotto-esposte (in questa posizione il tempo di esposizione risulta assai più lungo). La quarta posizione — infine — lascia inserita la capacità più elevata C3, mentre disinserisce la cellula fotoelettrica ed il regolatore P1, inserendo al suo posto il potenziamento a scatti a dodici posizioni, per la regolazione manuale.

La regolazione di P1 deve essere effettuata a mano, ed anche nei suoi confronti — come già si è accennato — occorrerà effettuare una taratura in modo sperimentale, in rapporto ai diversi tipi di carta usati, e riportando sulla scala graduata dei segni convenzionali.

Per rendere minime le dimensioni dell'apparecchiatura, si è fatto uso di un circuito di alimentazione funzionante con la tensione di rete, senza trasformatore. Questo circuito impiega due diodi zener (DZ4 e DZ5) di media potenza, in una disposizione del tipo Cockroft Walton modificata, in grado di fornire ai due diodi D1 e D2 una tensione di forma quadra, unidirezionale, la cui ampiezza corrisponde al valore della tensione zener dei due diodi, che assicurano così una buona stabilità, indipendentemente dalle eventuali variazioni della tensione di rete.

La messa a punto del dispositivo non implica grandi difficoltà, ma richiede un po' di tempo ed un po' di pazienza. Usando frammenti di diversi tipi di carta utilizzati, converrà effettuare diverse esposizioni, con varie posizioni del potenziometro P1, e scegliere quindi la più soddisfacente per ciascun tipo di carta. Ciò fatto, converrà contrassegnare opportunamente la posizione della manopola di comando di P1. La medesima operazione verrà compiuta per il funzionamento manuale, contrassegnando la posizione del commutatore a dodici posizioni.

Naturalmente, sarà sempre opportuno scegliere per la cellula fotoeletrica una posizione tale che la luce che la colpisce non passi né attraverso una delle zone

ELENCO COMPONENTI

Sigla	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
P1	Potenziometro lineare da 10 kΩ	D/212
R1	Resistenza da 100 Ω - ½ W	D/32
R2	Resistenza da 2,7 kΩ - ½ W	D/32
R3	Resistenza da 22 kΩ - ½ W	D/32
R4	Resistenza da 470 Ω - ½ W	D/32
R5	Resistenza da 56 kΩ - ½ W	D/32
R6	Resistenza da 1 kΩ - 1 W	D/42
R7	Resistenza da 100 kΩ - ½ W	D/32
R8	Resistenza da 39 kΩ - ½ W	D/32
R9	Resistenza da 56 kΩ - ½ W	D/32
R10	Resistenza da 82 kΩ - ½ W	D/32
R11	Resistenza da 120 kΩ - ½ W	D/32
R12	Resistenza da 150 kΩ - ½ W	D/32
R13	Resistenza da 220 kΩ - ½ W	D/32
R14	Resistenza da 330 kΩ - ½ W	D/32
R15	Resistenza da 430 kΩ - ½ W	D/54-2
R16	Resistenza da 560 kΩ - ½ W	D/32
R17	Resistenza da 820 kΩ - ½ W	D/32
R18	Resistenza da 1,2 MΩ - ½ W	D/32
C1	Condensatore da 2 μF	B/180-4
C2	Condensatore da 4 μF	B/186-5
C3	Condensatore da 6 μF	B/186-6
C4	Condensatore elettrolitico da 50 μF - 50 VL	B/350-6
C5	Condensatore elettrolitico da 50 μF - 24 VL	B/346
C6	Condensatore a carta da 0,5 μF	B/823
C7	Condensatore a carta da 1 μF	B/824
DZ1	Diodo zener da 4 V	
DZ2	Diodo zener da 8 V	
DZ3	Diodo zener da 10 V	
DZ4	Diodo zener da 24 V	
DZ5	Diodo zener da 30 V	
D1	Diodo rettificatore da 100 mA	
D2	Diodo rettificatore da 700 mA	
T1 - T2 - T3	Transistori tipo OC 72 o equivalenti	
T4	Qualsiasi tipo di transistor di potenza, con corrente di collettore adatta al valore di eccitazione del relé	

più scure della negativa, né attraverso una delle zone più chiare. Spostando opportunamente la fotocellula, sarà sempre possibile predisporla in una posizione a tonalità media.

Una volta effettuata la realizzazione, l'esecuzione di una ventina di esposizioni di prova permetterà di stabilire la taratura dei due comandi, dopo di che l'apparecchio è pronto per l'impiego pratico, ed è in grado di funzionare in modo assai soddisfacente per molti anni, senza necessità di ritarature, a meno che non si cambi il tipo di carta, la marca, o comunque la sensibilità, o il tipo di soluzione di sviluppo.

Il relé può avere una resistenza alla corrente continua di qualche decina di Ω, e la corrente di eccitazione stabilisce anche il tipo di transistore da usare per lo stadio T4.

Nello schema, sono rappresentati due contatti del relé collegati in parallelo tra loro: cioè è opportuno per diminuire il logorio, che è tanto maggiore quanto maggiore è la potenza in W della lampada usata nell'ingranditore.

Negli ultimi tempi in Italia ed in tutta Europa si è parecchio parlato del problema del «divario tecnologico» e della conseguente «fuga di cervelli» verso gli Stati Uniti. A questo proposito può essere interessante sapere l'opinione degli americani sulla questione; riportiamo perciò alcuni giudizi pubblicati da un'autorevole rivista di elettronica di quel paese.
L'immigrazione di ricercatori europei negli Stati Uniti non è tanto dovuta ai più alti salari offerti, quanto alle migliori possibilità di lavoro esistenti nei settori più avanzati della ricerca tecnologica.
Gli americani sostengono, in base a statistiche ben informate, che il costo di una ricerca non incide più del 10% sul costo finale di un nuovo prodotto; quindi la sopravvivenza di una industria non può essere legata soltanto alla quantità degli investimenti ed al numero di ingegneri addetti alla ricerca. L'inferiorità delle industrie europee consiste proprio nella scarsa capacità di passare dalla fase di studio a quella realizzativa di un certo problema; il tempo impiegato a questo scopo dalle industrie americane risulta tre volte più breve di quanto necessario agli europei per problemi dello stesso tipo.
A conclusione viene quindi affermato che gli europei, oltre naturalmente ad aumentare gli investimenti, devono soprattutto badare a rendere più efficiente l'organizzazione delle proprie industrie.

A Bretigny-sur-Orne, vicino a Parigi, è stato recentemente inaugurato il Centro sperimentale dell'Eurocontrol. Il compito di questa organizzazione, cui aderiscono Gran Gretagna, Francia, Germania Ovest, Belgio, Lussemburgo e Paesi Bassi, è quello di studiare i più efficienti metodi di controllo del traffico aereo internazionale, in vista dei notevoli incrementi previsti in futuro.
Il Centro è dotato di un calcolatore elettronico che, programmato opportunamente, può simulare fino a 300 aerei in volo entro un'area avente un raggio di 1.000 km. Questo calcolatore guida numerosi posti di controllo dotati di schermi radar e di servizio radio, mediante il quale alcuni operatori comunicano con altri che rappresentano la funzione dei piloti degli aeroplani. I piloti modificano quindi la propria rotta immaginaria segnalando le istruzioni che ricevono dai posti di controllo.
Durante una fase di esercitazione viene preparato un programma di massima il più realistico possibile. Per esempio si immagina che una parte della zona sotto controllo sia impraticabile per il maltempo (nebbia, bufere, ecc.) con conseguente chiusura di alcuni aeroporti. In questo caso i problemi da studiare sono enormi: la capacità degli altri aeroporti di smaltire il traffico in soprannumero, le possibilità di permanenza in volo degli aerei dirottati, le sempre pressanti esigenze di spostare il minimo possibile gli orari e i punti di atterraggio, ecc.
In questa fase, in cui subentra al calcolatore anche la capacità degli operatori, i dati vengono tutti registrati; il loro esame da parte degli esperti permette di studiare i sistemi ottimali per la direzione del traffico.

RICEVITORE PER VLF 12 ÷ 40 kHz

**Dopo le VHF e le UHF, sempre maggiore interesse stanno assumendo le VLF, (10-40 kHz), sia per telecomunicazioni a grandissime distanze, che fra stazioni poste nel sottosuolo o nelle profondità marine.
Passate brevemente in rassegna le caratteristiche principali di propagazione ed ascolto delle VLF, viene poi descritto un ricevitore a transistor adatto per tali frequenze.**

Se molti sono i cultori delle VHF ed anche delle UHF, così non può dirsi delle VLF o « Very Low Frequencies ».

Quest'ultime, infatti, specie in Italia, sono appannaggio di pochissimi iniziati, mentre sono ancora molti i convinti che al di là delle onde lunghe, ossia delle frequenze minori di 150 kHz, non vi sia nulla da ricevere ed abbiano praticamente termine le radiocomunicazioni.

La generalizzazione di questa radicata convinzione probabilmente ha radici profonde nel tempo, se si tiene presente che fra i primi tentativi di telecomunicazione mediante onde elettromagnetiche molto lunghe, effettuate circa una ottantina di anni fa, vi furono le sfortunate esperienze di Edison e di altri che portarono a conclusioni ingiustamente negative in senso assoluto.

Com'è noto, Edison si servì per le sue esperienze, di lunghi fili tesi « tout-court » sul terreno. Il concetto di sintonia allora non era ancora stato preso in considerazione e così, essendo risultato praticamente impossibile comunicare a distanza con frequenze bassissime, mediante sistemi a costanti distribuite asintoniche, si dette per certa una impossibilità teorica che invece era solo una contingente impossibilità pratica.

Questa prospettata impossibilità fu poi considerata quasi da tutti una verità definitiva e certa, quando poco dopo si ebbero i poco brillanti risultati delle telecomunicazioni su onde lunghissime mediante alternatori ad... « alta » frequenza tipo Alexanderson, ed anche Marconi abbandonò le onde lunghissime per passare, da pioniere, alle onde corte e poi addirittura alle microonde.

Eppure non dovevano poi essere tanto indatte alle telecomunicazioni su grandissime distanze tali onde, se Marconi, grazie ad esse, riuscì per primo a comunicare attraverso l'Atlantico servendosi di

mezzi più che rudimentali e di un ricevitore privo di qualsiasi... amplificazione.

Vorremmo proprio vedere oggigiorno, qualcuno capace di ricevere in Europa le potenti e perfettissime stazioni di New York o del Canada, che trasmettono su onde corte o cortissime, usando per ricevente un apparecchio quasi 30 volte meno sensibile di un ricevitore a galena!

Creatasi e radicatasi così la leggenda che le onde lunghissime non servissero a null'altro che a ricevere le scariche dei... temporali, queste furono messe nel dimenticatoio e non se ne parlò più. La loro asserita inutilità per decenni e decenni divenne una specie di dogma scientifico.

Nella scienza e nella tecnica la comparsa di questi tabù o dogmi pseudoscientifici è tutt'altro che rara. Basterà ricordare quanto tempo dovette passare, e quante lotte furono necessarie, per far cadere il tabù che gli elementi fondamentali costituenti l'universo fossero solo quattro, perchè così aveva sentenziato Aristotele. È di ieri la notizia che due studenti americani hanno fatto restare, a dir poco male, illustri chimici, ottenendo la combinazione del neon e dello xenon con altre sostanze, dimostrando così come non fosse vero che questi gas sono nobili, come s'insegnava con bella certezza da circa un secolo, nelle scuole di tutto il mondo.

Non è il caso, quindi, di stupirsi ora, se vediamo riesumate e riabilitate le onde lunghissime dei primordi della radio, sia pure sotto la sigla, tutta nuova di zecca, di « VLF ».

Le moderne « VLF » comprendono una gamma di frequenze che si estende da 10 a circa 40 kHz; le più basse di esse sono addirittura direttamente udibili se s'inviano in un adatto altoparlante, ed in VLF trasmettono stazioni che sono dei veri mostri di potenza, come ad esempio la stazione americana NAA che irradia su 17,8 kHz ben 2 milioni di W.

Tutte le stazioni che trasmettono in VLF sono caratterizzate da potenze molto grandi. A Parigi opera la stazione FUB di quasi 500 kW su 17,0 kHz. In Gran Bretagna, a Rugby, è in funzione la stazione GBR (16,0 kHz) di 0,3 MW.

Numerose sono le emittenti VLF statunitensi, ed infatti anche la Marina di colà (U.S. Navy) mantiene i collegamenti con i propri sommergibili (anche se in immersione) su tali frequenze.

Ricorderemo le stazioni NSS di Annapolis (21,4 kHz-CW) di 0,1 MW; NPG di Jim Creek, presso Washington (18,6 kHz-CW) di 0,25 MW; oltre alla già citata NAA.

Nelle isole Hawai, e precisamente a Lualualei, vi è l'emittente NPM che trasmette in CW, su 19,8 kHz con 0,1 MW di potenza.

Inoltre vi è la stazione WWVL di Ft. Collins (nel Colorado) che trasmette su 20,0 kHz dei segnali standard sia di frequenze che di tempo. Il nominativo viene ripetuto ogni 20 ed ogni 60 minuti.

Utilità delle VLF

L'interesse sempre maggiore che ora viene dedicato a queste insolite frequenze deriva dal fatto che oltre ad essere esenti, o quasi, da disturbi ionosferici e delle tempeste magnetiche, sono le uniche che si propagano con ridotta attenuazione sia attraverso grandi masse terrestri che acquee.

È pertanto l'unico mezzo oggi noto per comunicare via radio con sommergibili in immersione e per usi geofisici, minerari, atomici, ecc. (es.: radiocomunicazioni fra superficie terrestre e pozzi minerari, laboratori atomici sotterranei, ecc.). Tuttavia, l'utilizzazione maggiore delle VLF è, al momento, quella marittima, dove ha sostituito in tutto od in parte le telecomunicazioni mediante onde elastiche.

Un sommergibile in immersione può restare in collegamento con la sua base, mediante la VLF, per molte centinaia di chilometri; tuttavia, come dimostrò a suo tempo il memorabile esperimento di ricezione attraverso l'Atlantico fatto da Marconi, sono possibili collegamenti intercontinentali in VLF anche con apparecchi rudimentali, e quindi la portata per via aerea si può far ascendere a molte migliaia di chilometri.

Ricevitore per VLF

Nella fig. 1 è riportato lo schema di un ricevitore per VLF.

Esso è interamente transistorizzato ed usa in BF l'amplificatore AM premontato G.B.C. n. Z/174 a 4 transistor. Questa unità ha una sensibilità di entrata migliore di 7 mV con una potenza d'uscita di 0,5 W quando è collegato con un altoparlante avente una impedenza di bobina mobile di 8-10 Ω. Impiega i transistori ACI25 - ACI26 - ACI27 e ACI28.

Altri tre transistori (OC71N) sono impiegati prima dell'entrata dell'amplificatore BF, per cui il ricevitore completo ha in tutto 7 transistor.

La parte nuova dello schema riguarda i primi tre stadi.

All'entrata troviamo un'antenna a quadro AN che va collegata al trasformatore T1, sintonizzabile mediante i condensatori variabili C1, C2 e C3. La base del primo transistor TR1 riceve il segnale da una presa intermedia della parte induttiva del circuito accordato A + T1 + C1, C2, C3 (attraverso C7). La polarizzazione di TR1 è di tipo convenzionale ed è effettuata da R1, R2 ed R3 in funzione di R4.

R8, R9, R10 e C8, C9, C10, C11 non hanno altra funzione che quella di disaccoppiare i vari stadi fra loro pe revitare inneschi.

Sono presenti due controlli di guadagno, uno in AF, dato dal potenziometro R18, ed uno in BF (R17); lo stadio che fa capo a TR2 è del tipo passa-banda; le delimitazioni di frequenza sono date da C14, C15, C16 e C18.

L'alta frequenza amplificata da TR2 viene immessa in TR3, unitamente alla frequenza generata localmente in questo stadio. Il potenziometro semifisso R15 permette di regolare l'entità della corrente di emettitore che viene fatta scorrere in T2 e, quindi, in definitiva l'accoppiamento. La frequenza delle oscillazioni locali è stabilita dal valore di T2, C5 e C6; tuttavia, anche R15 ha una certa influenza sulla frequenza per cui va regolato in sede di messa a punto e poi non più toccato.

T3, C17 costituiscono invece un circuito accordato circa alla frequenza di battimento (920 Hz) fra segnale in arrivo e quello dell'oscillatore locale. L'uscita del segnale da T3 va all'amplificatore AM e compare all'altoparlante come una nota musicale.

L'alimentazione è data da una batteria BA a 9 V con negativo a massa.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento di questo ricevitore VLF è più semplice di quanto possa apparire a prima vista.

I segnali VLF captati dall'antenna a quadro AN e sintonizzati dallo stadio di entrata, sono amplificati e fatti interferire con quelli dell'oscillatore locale (stadio TR3). Il funzionamento è quindi simile al classico sistema BFO per ricevere segnali non modulati. Il segnale di battimento risultante, ed esso solo (data l'azione selezionatrice di T3-C17), può giungere all'amplificatore AM.

Si tratta quindi di un sistema di ricezione ad eterodina e non a supereterodina. Infatti, C5 e C6, che sono i condensatori variabili dell'oscillatore locale, possono essere manovrati in modo indipendente da C1, C2 e C3 che sono i condensatori variabili della sezione di aereo. Si è scelta questa soluzione, sia per la difficoltà di reperire condensatori variabili di elevatissima capacità (990 pF per sezione), sia per rendere possibile una messa in passo perfetta su tutta la gamma.

Sempre riferendoci alla fig. 1 si vede che sono stati usati in tutto tre elementi induttivi (T1-T2-T3) dei quali solo T3 è utilizzato sia nel primario che nel secondario.

Data la frequenza più che insolita su cui funziona questo ricevitore, non era facile trovare dei componenti induttivi con un Q abbastanza elevato e di modico costo. Il problema è stato risolto utilizzando per T1, T2 e T3 i transistori G.B.C. H/323-1.

Questi componenti sono stati creati come trasformatori di alimentazione, ma hanno delle resistenze interne abbastanza basse ed un numero di spire tali da poter essere impiegati come elementi induttivi in ricevitori VLF.

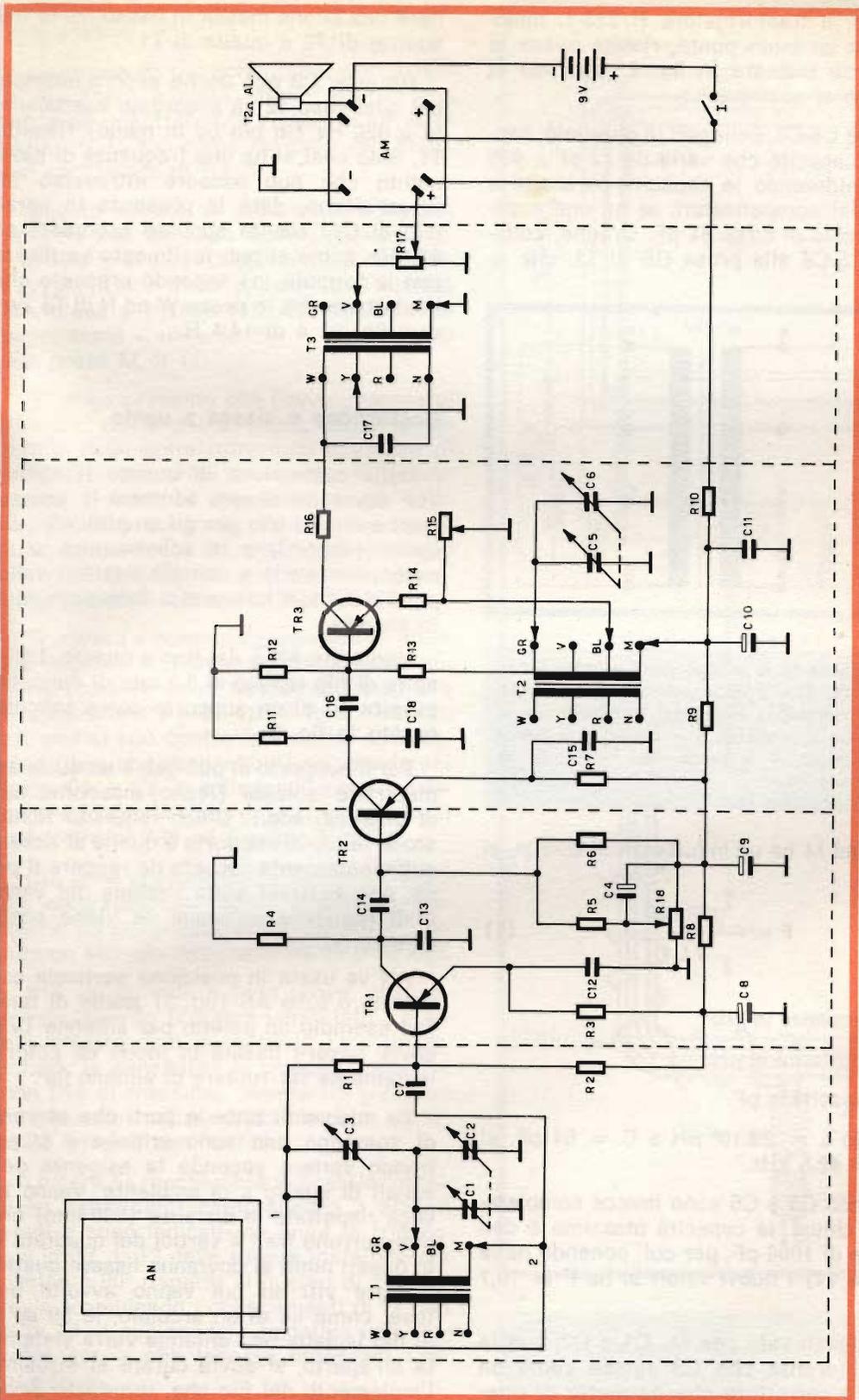



Fig. 1 - Schema del ricevitore VLF, transistorizzato.

Infatti, il trasformatore H/323-1, misurato con un buon ponte, risulta avere le induttanze indicate in fig. 2, che ben si addicono al nostro caso.

Poichè C5-C6, collegati in parallelo, hanno una capacità che varia da 22 pF a 990 pF, considerando le capacità parassite e quelle dei compensatori, si ha una capacità residua di circa 64 pF. Orbene, collegando C5-C6 alla presa GR di T2, che rispetto ad M ha un'induttanza di 0,22 H, si ha

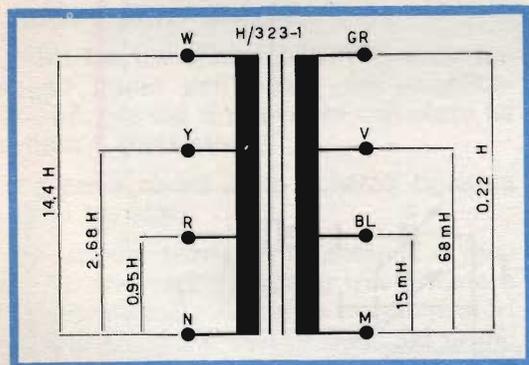



Fig. 2 - Schema di collegamento e valori induttivi di T1, T2, T3 dello schema di fig. 1. Le lettere indicano i colori dei terminali; W = = bianco; Y = giallo; R = rosso; N = nero; GR = grigio; V = verde; BL = blu; M = = marrone.

$$F = \frac{159.300}{\sqrt{L.C}} \qquad (1)$$

dove:

F = frequenza in kHz;

L = induttanza in μH;

C = capacità in pF.

Ponendo L = 22.10^4 μH e C = 64 pF, si ha F = 42,5 kHz.

Quando C5 e C6 sono invece completamente chiusi, la capacità massima è dell'ordine di 1000 pF, per cui, ponendo nella formula (1) i nuovi valori si ha F $\cong$ 10,7 kHz.

Lo stesso vale per T1, C1 e C2, con la sola differenza che C3 agisce come un verniero correttore che permette di ottenere una buona messa in passo fra la frequenza di T2 e quella di T1.

Tuttavia, C3 può anche essere omesso, nel qual caso T2 va accordato esattamente a 920 Hz (in più od in meno) rispetto T1. Solo così si ha una frequenza di battimento che può passare attraverso T3. Quest'ultimo, data la presenza in parallelo di C17 risulta appunto accordato su 920 Hz, come si può facilmente verificare con la formula (1) tenendo presente che l'induttanza fra le prese W ed N di T3 (vedasi fig. 2) è di 14,4 H.

Costruzione e messa a punto

Nella costruzione di questo ricevitore VLF dovranno essere adottate le precauzioni solite in uso per gli amplificatori BF spinti (abbondare in schermature e disaccoppiamenti) e non già i criteri validi per i ricevitori lavoranti a frequenze molto elevate.

L'antenna AN è del tipo a quadro, ha 59 spire di filo isolato di 0,3 mm di diametro avvolte su di un supporto come schematizzato in fig. 3.

Per il supporto si può usare un qualsiasi materiale isolante (legno, masonite, tubi di plastica, ecc.). Unico requisito richiesto al telaio di supporto è quello di essere sufficientemente robusto da reggere il peso, non flettersi sotto l'azione del vento e di resistere all'acqua se viene posto all'esterno.

AN va usata in posizione verticale con un'asta o tubo AS (fig. 3) anche di ferro (ad esempio un paletto per antenne TV); dovrà essere fissata in modo da poterla lentamente far ruotare di almeno 90°.

Le misure di tutte le parti che servono di sostegno non sono critiche e si potranno variare secondo le esigenze personali di spazio e di ambiente. Vanno invece rispettate le distanze (500 mm) che intercorrono fra i 4 vertici del quadrato P. In questi punti si dovranno fissare quattro robuste viti su cui vanno avvolte ben tese, come su di un arcolaio, le 59 spire di filo isolato. Se l'antenna verrà sistemata all'aperto, si dovrà curare al massimo l'isolamento del filo che, terminato di av-

volgere, si fascerà accuratamente con nastro adesivo.

L'antenna va poi schermata; allo scopo si avvolgerà a spire larghe attorno alla matassa una trecciola ricoperta in vipla G.B.C. n. C/196 come indicato con SCH1 nel particolare di fig. 3.

Questa spirale di schermatura va poi lasciata con un capo libero, mentre l'altro capo lo si salderà con uno dei capi dell'avvolgimento di 59 spire e lo si invierà alla presa di massa del ricevitore. L'altro capo, come visibile in fig. 1, va collegato alla presa M di T1.

Si tenga presente che l'avvolgimento di 59 spire dovrà avere, prima della nastratura e della spiralatura, uno spessore di circa 0,5 cm. Nell'avvolgerlo si faccia quindi in modo di rispettare questo valore, in caso contrario la sua induttanza (che deve essere di circa 0,2 H) risulterà o troppo abbondante o scarsa per cui andrebbero tolte od aggiunte delle spire.

La messa a punto del ricevitore si effettua tenendo R17 al massimo, R18 al minimo (cursore verso C9) e regolando R15 fino ad ottenere oscillazioni forti e stabili, ciò che si può controllare anche ad orecchio (dato che sono udibili) chiudendo del tutto C5 e C6 e collegando provvisoriamente un condensatore da 47.000 pF fra il collettore di TR3 ed il punto V di T3.

Ciò fatto si procederà a tarare T1 e poi più accuratamente tutto il ricevitore, mediante un generatore di BF capace di fornire un segnale compreso fra 11 e 40 kHz.

R18 va, durante queste prove, gradualmente inserito (cursore verso lato a massa) arrestandosi dove inizia l'instabilità. Infatti, la sensibilità di questo ricevitore con R18 al massimo, supera i 2 μV e se non è stato realizzato più che ben schermato innesca con facilità.

Le parti da racchiudere in scatole metalliche schermanti comprendono i singoli stadi e sono indicate da linee in tratteggio in fig. 1; T3 deve essere installato col nucleo a 90° rispetto al nucleo di T1; tuttavia scambiando i collegamenti di W con N di T3 si può rendere negativa una reazione spuria che facesse innescare l'apparecchio.

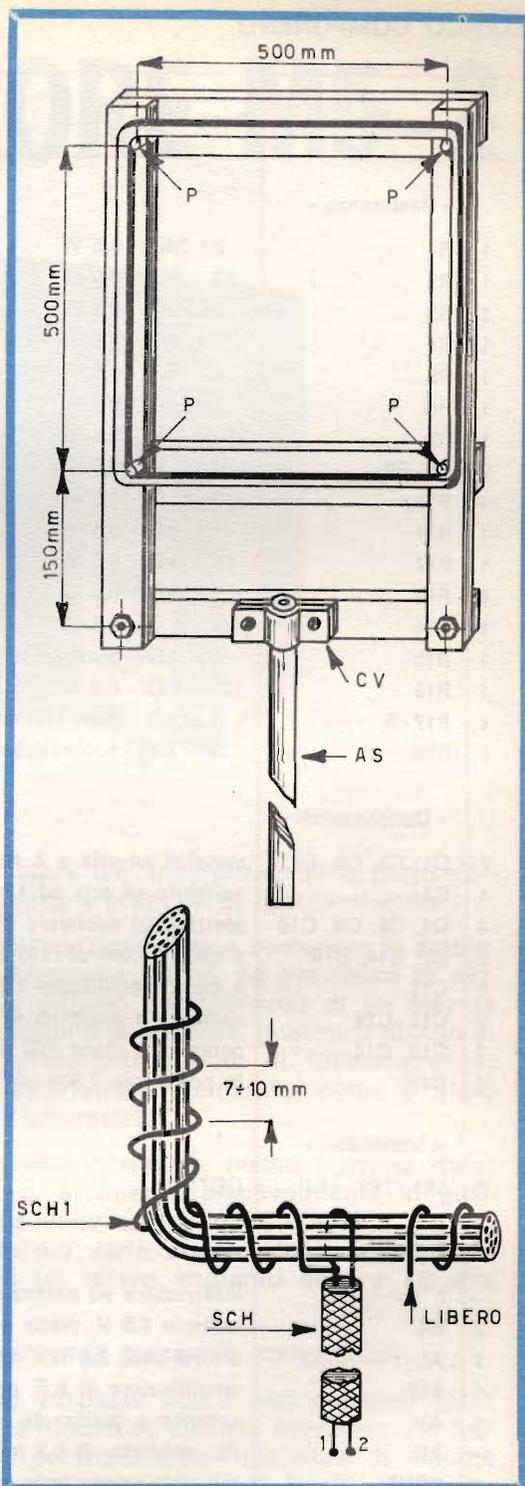



Fig. 3 - Particolare dell'antenna a quadro AN

ELENCO COMPONENTI

N.	Simbolo	Descrizione	n.G.B.C.
	« Resistenze »		
1	R1	0,1 MΩ - 0,5 W	D/32
1	R2	33 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R3	2,7 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R4	6,8 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R5	10 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R6	3,3 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R7	270 Ω - 0,5 W	D/32
2	R8 - R9	470 Ω - 0,5 W	D/32
1	R10	220 Ω - 0,5 W	D/32
1	R11	1,8 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R12	15 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R13	1 kΩ - 0,5 W	D/32
1	R14	68 Ω - 0,5 W	D/32
1	R15	5 kΩ - potenziometro semifisso	D/161
1	R16	120 Ω - 0,5 W	D/32
1	R17 - 5	5 kΩ - potenziometro con interruttore	D/200-2
1	R18	10 kΩ - potenziometro senza interruttore	D/200-1
	« Condensatori »		
2	C1, C2, C5, C6	variabili ad aria a 2 sezioni 11-495 pF	O/152
1	C3	variabile ad aria ad 1 sezione 15-500 pF	O/133
4	C4, C8, C9, C10	elettrolitici miniatura 16 μF/10 V	B/296
3	C7, C14, C16	a carta 10.000 pF/150 V	B/179-2
1	C11	a carta metallizzato 1 μF/150 V	B/180-3
2	C12, C15	ceramici a piastrina 47.000 pF/12 V	B/178-3
2	C13, C18	ceramici a disco 470 pF	B/158
1	C17	in polistirolo 2.000 pF/160 V, toll. 5%	B/28
	« Transistori »		
3	TR1, TR2, TR3	OC71 N	—
	« Varie »		
—	I	interruttore su potenziometro (vedi R 17)	—
2	BA	batterie 4,5 V, piatte ad alta capacità	I/742
1	AL	altoparlante 0,8 W - 12	A/408-1
1	AM	amplificatore di B.F. premontato	Z/174
1	AN	antenna a quadro da autocostruirsi (vedi testo)	—
—	AN	filo smaltato, Ø 0,3 mm, m 200	—
3	SCH1	trecciola ricoperta in vipla, sezione 0,12, busta da 10 m (fig. 3)	C/196
1	CV	cavalletto di fissaggio per palo Ø 25 (fig. 3)	N/710
1	AS	tubo in ferro passivato per sostegno antenna (fig. 3)	N/605-1
3	T1, T2, T3	trasformatore 1,5 VA (fig. 1-2)	H/323-1

FILODIFFUSORE M5-2

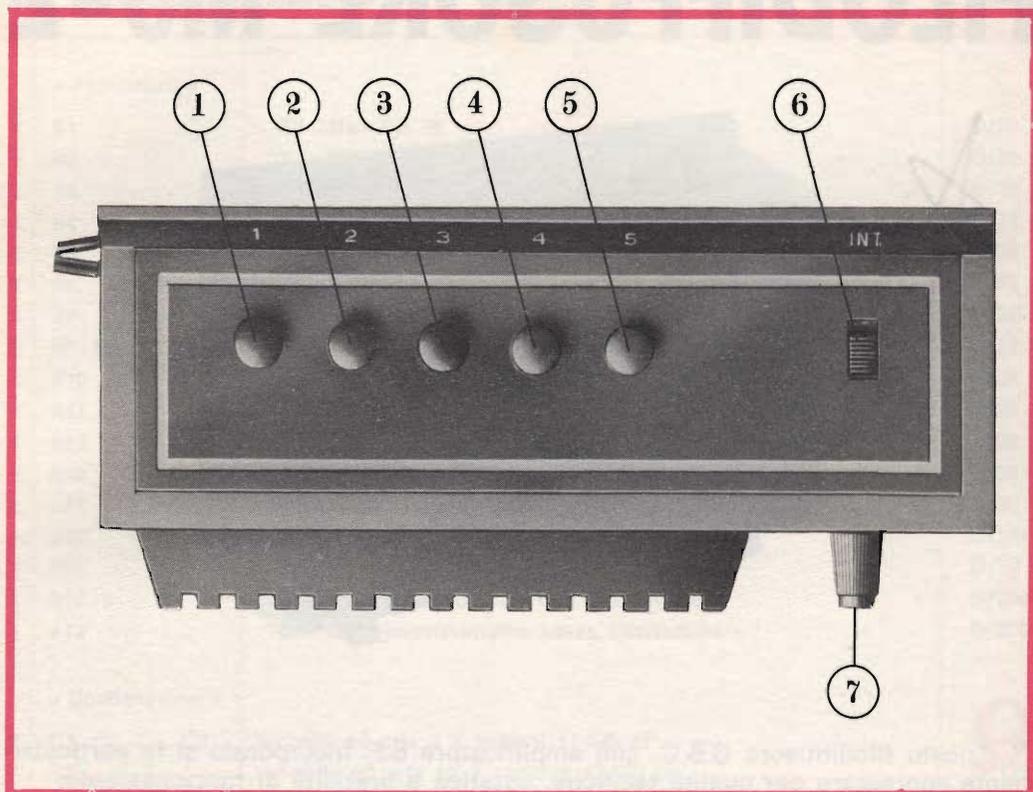
Questo filodiffusore G.B.C. con amplificatore B.F. incorporato si fa particolarmente apprezzare per qualità tecniche, estetica e praticità di funzionamento.

L'impiego di circuiti interamente transistorizzati, oltre a contenere le dimensioni dell'intero apparecchio entro limiti veramente ridotti, ha permesso di raggiungere risultati tecnici di rilievo. Tra essi citiamo l'ottenimento di un elevato rapporto segnale/disturbo; l'assoluta eliminazione di qualsiasi problema dovuto al riscaldamento dei componenti, anche per prolungati periodi di funzionamento; una maggiore aderenza nel tempo alle caratteristiche dichiarate, come è stato dimostrato dai severi collaudi eseguiti in laboratorio.

L'aspetto di questo filodiffusore si presenta gradevole anche a prima vista: il mobile, in legno scuro con finiture in oro, si integra piacevolmente in qualsiasi tipo di arredamento, grazie anche alla linea semplice ed elegante. La forma particolarmente compatta, consente le più varie sistemazioni dell'apparecchio: in un angolo tranquillo, insieme ad un intero impianto sonoro ad alta fedeltà, su un tavolino da notte.

Sempre questo piccolo filodiffusore sarà una piacevole compagnia!

L'apparecchio va disposto in posizione verticale con i vari comandi facilmente accessibili. La scelta del programma filodiffuso avviene mediante una leggera pressione sul tasto corrispondente. Il potenziometro regolatore di volume agisce in maniera efficace, permettendo un'ampia varietà di livelli d'ascolto. L'amplificatore incorporato, dalle elevate caratteristiche audio, fornisce una riproduzione di ottima qualità che permette di apprezzare pienamente tutti i vantaggi della filodiffusione.

MODO DI FUNZIONAMENTO ED IMPIEGO

1-5) Sintonia: Premendo uno dei cinque pulsanti si seleziona l'ascolto sul corrispondente canale filodiffusione.

6) Interruttore: Comanda l'accensione dell'apparecchio.

7) Volume: Questo comando permette di regolare il livello del segnale di uscita; il volume aumenta ruotando la manopola in senso orario.

Inoltre sulla parte anteriore è inserita una lampada spia che si accende quando l'apparecchio è in funzione.

Sul pannello posteriore si trovano, in ordine da sinistra a destra, i seguenti terminali:

Cavo rete che va collegato alle rete di alimentazione.

Fusibile di protezione dell'intero circuito.

Presa per cuffia o altoparlante supplementare; inserendo il plug della cuffia o di un altoparlante in questa presa jack viene automaticamente escluso l'ascolto diretto tramite l'altoparlante incorporato.
Cavo filodiffusione: va collegato all'apposita presa inserita sul filtro installato sul cavo telefonico.

VISTA DEL PANNELLO POSTERIORE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Demodulatore

Risposta di frequenza:	20 ÷ 10.000 Hz ± 2 dB
Rapporto segnale/disturbo:	≥ 60 dB
Impedenza d'ingresso:	150 Ω bilanciati
Differenza di livello tra i vari canali:	< 3 dB
Corrente assorbita:	4,5 mA

Amplificatore

Risposta di frequenza:	150 - 10.000 Hz
Distorsione:	1 %
Potenza:	300 mW
Alimentazione:	220 V
Dimensioni:	192 x 135 x 83

AVVISATORE D'INCENDIO

UK 20

Questa scatola di montaggio contiene gli elementi necessari per realizzare rapidamente un circuito avvisatore di incendio. Un termocontatto si chiude quando la temperatura dell'ambiente da controllare supera i 55°C; ciò provoca un'oscillazione nel circuito elettronico a transistor, la quale genera attraverso l'altoparlante un suono assai intenso e acuto.

In condizioni di riposo il termocontatto è normalmente aperto, cosicché il circuito non è alimentato. Quando la temperatura dell'ambiente dov'è inserito l'avvisatore d'incendio supera il citato limite di 55°C, il termocontatto

Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

si chiude ed il circuito comincia a funzionare (vedi fig. 1). I due transistor Tr1 e Tr2 sono entrambi polarizzati direttamente nel senso della conduzione; inoltre il collettore di Tr2 è accoppiato alla base di Tr1. Inizialmente si stabilisce su R_1 una caduta di tensione che attraverso C_1 viene riportata sulla base di Tr2.

L'applicazione di questo segnale negativo porta Tr2, e di conseguenza anche Tr1, a condurre meno corrente. La successiva variazione della caduta di tensione ai capi di R_1 viene riportata come segnale positivo sulla base di T_2 che quindi riprende a condurre con maggiore intensità.

Il ciclo di funzionamento continua a ripetersi indefinitamente; le costanti di tempo del circuito sono calcolate in modo che la frequenza di oscillazione sia all'incirca di 1.000 Hz. Queste oscillazioni vengono riportate sulla base del transistor di potenza Tr3, che amplifica i segnali e li invia all'altoparlante, che deve avere all'incirca le seguenti caratteristiche: impedenza compresa tra 3 e 8 Ω, potenza 1 W, risposta di frequenza comprendente i 1.000 Hz.

Montaggio dei componenti

La figura 2, che mostra la piastra a circuito stampato con tutti i componenti già montati, permette di localizzare i punti di collegamento esatto.

Dapprima si fissano le resistenze ed i condensatori: dopo averli messi in posizione se ne piegano i terminali ad angolo retto e si infilano negli appositi fori. Da ricordare che tutti i componenti vanno disposti dalla parte isolata della piastra, e i loro terminali

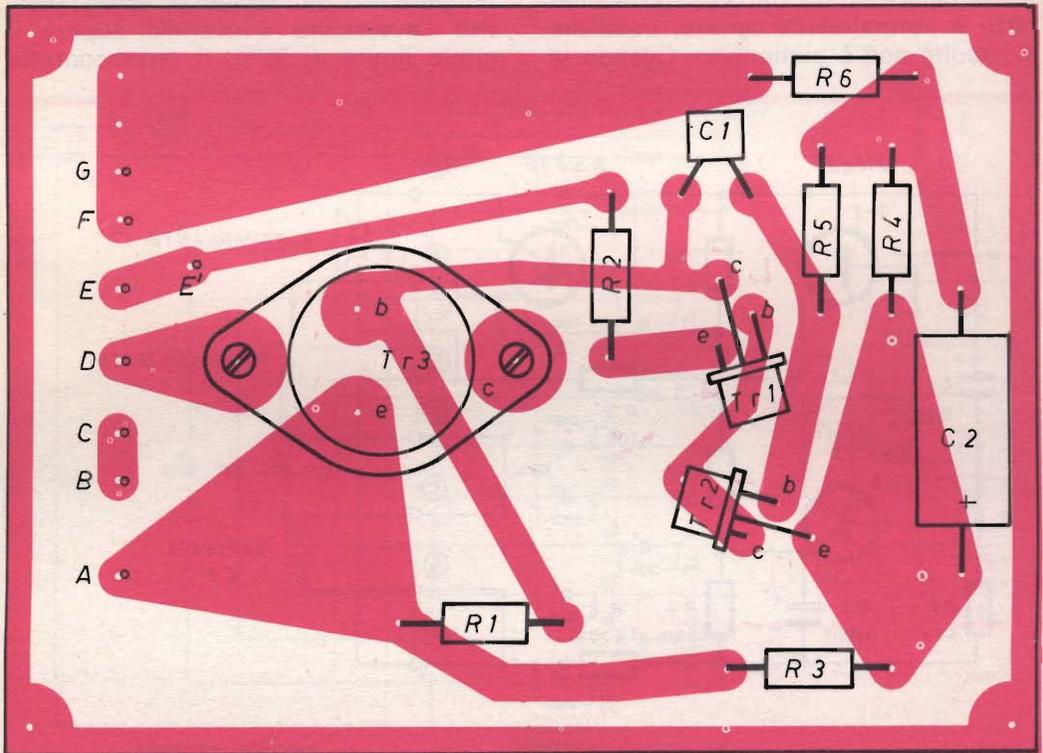



Fig. 2 - Disposizione dei componenti montati sulla piastra a circuito stampato.

saldati sulla opposta faccia conduttrice dopo averli tagliati lasciandoli sporgere per 5-6 mm.

I due transistor Tr1 e Tr2 vanno fissati *non a filo della piastra come gli* altri componenti, bensì lasciando il loro corpo ad una certa distanza dalla piastra; i terminali vanno disposti nei relativi fori indicati con **e** (emettitore), **b** (base), **c** (collettore). Il transistor di potenza Tr3 va fissato meccanicamente mediante le due apposite viti con dado; sul lato conduttore conviene inserire, prima di avvitare i dadi, le due ranelle a denti interni; i terminali base ed emettitore di questo transistor sono perpendicolari al corpo e non vanno piegati per alcuna ragione.

Si può quindi procedere alla saldatura dei cavi di collegamento con le parti esterne, dopo averli tagliati ad una lunghezza opportuna; in figura 2 appaiono chiaramente segnate le lettere maiuscole che si riferiscono ai vari punti di fissaggio. Il termocontatto va collegato ai punti A e B; l'altoparlante tra i punti D ed E. I terminali positivo e negativo della batteria da 6 V vanno messi in contatto rispettivamente con i punti C e G; inoltre E' ed F devono essere collegati con un ponticello di filo conduttore.

Applicazioni

Un circuito di allarme antincendio deve sempre soddisfare un certo numero di requisiti fondamentali: lo scatto dell'allarme deve essere il più rapido possibile appena l'incendio si è generato, occorre potere controllare da vicino i punti o i locali ritenuti particolarmente pericolosi, infine il funzionamento deve essere indipendente dai primi possibili danni causati dalle fiamme.

Ebbene l'allarme antincendio HIGH-KIT UK 20 soddisfa perfettamente i vari requisiti citati: l'azione di commutazione del termocontatto avviene a circa 55°C, temperatura che viene rapidamente superata appena si sprigionano le fiamme in un locale chiuso.

I fili di collegamento del termocontatto possono essere lunghi quanto si voglia; inoltre c'è la possibilità di collegare più termocontatti in parallelo. Ciò rende facile il controllo di ambienti anche di grandi dimensioni come magazzini, capannoni, saloni d'ufficio, e consente di stabilire il contatto di controllo nelle immediate vicinanze di un punto ritenuto pericoloso, come un deposito di carta o un locale caldaie, pur mantenendo l'allarme nella posizione più facilmente udibile da un custode e dall'esterno.

L'alimentazione a batteria rende il funzionamento del circuito del tutto indipendente dall'efficienza della rete luce.

N.	DESCRIZIONE
1	Resistenza R_1 - 47 Ω
2	Resistenza R_2, R_3 - 100 Ω
1	Resistenza R_4 - 22 kΩ
1	Resistenza R_5 - 47 kΩ
1	Resistenza R_6 - 470 kΩ
1	Condensatore C_1 - 0,02 μF
1	Condensatore C_2 - 100 μF/15 V
1	Transistor T_1 - 2N697
1	Transistor T_2 - ASY77
1	Transistor T_3 - ASZ18
1	Termocontatto
1	Circuito stampato
2	Viti 4 MA × 10 con dado
4	Viti 3 MA × 15 con dado
2	Ranelle a denti interni ⌀ 4,2
4	Ranelle a denti interni ⌀ 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo 50 cm

Kit completo UK 20 - SM/1010
in confezione « Self-Service »
Prezzo di listino L. 7.600

TRANSISTORI

Tipo da sostituire	Tipo MISTRAL equivalente
AC 107	SFT 337
AC 116	SFT 323
AC 117	AC 180
AC 117 K	AC 180 K
AC 121	SFT 323
AC 122	SFT 323
AC 122/30	SFT 323
AC 123	SFT 343
AC 125	SFT 353
AC 126	SFT 323/SFT 353
AC 127	SFT 377
AC 128	SFT 367
AC 131	AC 180
AC 131 K	AC 180 K
AC 132	SFT 323
AC 134	SFT 351
AC 135	SFT 352/SFT 353
AC 136	SFT 322/SFT 323
AC 137	SFT 353
AC 138	SFT 353
AC 139	SFT 367
AC 141	SFT 377
AC 141 B	AC 183
AC 142	SFT 367
AC 150	SFT 337
AC 151	SFT 353
AC 151 r	SFT 337
AC 152	SFT 325
AC 153	AC 180
AC 153 K	AC 180 K
AC 160	SFT 337
AC 162	SFT 352
AC 163	SFT 353
AC 170	SFT 353
AC 172	AC 183
AC 175	AC 181
AC 175 K	AC 181 K
AC 176	AC 181
AC 176 K	AC 181 K
AC 178 K	AC 180 K
AC 179 K	AC 181 K
AC 186	AC 181
AC 186 K	AC 181 K
AC 187	AC 181
AC 187 K	AC 181 K
AC 188	AC 180
AC 188 K	AC 180 K
AD 130	SFT 213
AD 131	SFT 214
AD 132	SFT 250
AD 142	SFT 214
AD 143	SFT 213
AD 149	SFT 213
AD 150	SFT 213
AF 102	AF 106
AF 106	AF 106
AF 109	AF 109
AF 109 r	AF 109 r
AF 114	SFT 358
AF 115	SFT 357
AF 116	SFT 316
AF 117	SFT 319/SFT 320
AF 124	SFT 358
AF 125	SFT 357
AF 126	SFT 316
AF 127	SFT 319/SFT 320
AF 134	SFT 358
AF 135	SFT 357
AF 136	SFT 357/SFT 358
AF 137	SFT 316
AF 138	SFT 316
AF 139	AF 139
AF 164	SFT 358
AF 165	SFT 357
AF 166	SFT 316
AF 168	SFT 317/SFT 354
AF 169	SFT 320
AF 170	SFT 320

segue TRANSISTORI

Tipo da sostituire	Tipo MISTRAL equivalente
AF 171	**SFT 319**
AF 172	**SFT 319**
AF 185	**SFT 358**
AF 200	**AF 200**
AF 201	**AF 201**
AF 202	**AF 202**
AF 202 S	**AF 202 S**
AF 239	**AF 239**
AF 240	**AF 240**
BC 107	**BC 107**
BC 108	**BC 108**
BC 109	**BC 109**
BC 113	**BSX 52**
BC 114	**BC 108 B-C**
BC 115	**BSX 52 A**
BC 118	**BSX 51/SFT 713**
BC 120	**2N 1986**
BC 125	**BSX 51**
BC 127	**BC 108 B-C**
BC 128	**BSX 51**
BC 129	**BC 107**
BC 130	**BC 108**
BC 131	**BC 109**
BC 132	**BC 108 A-B**
BC 134	**BC 107 A-B**
BF 109	**BF 140**
BF 110	**BF 140 A**
BF 114	**BF 140**
BF 115	**BF 215**
BF 153	**BF 189/BF 214**
BF 154	**BF 169**
BF 156	**BF 140**
BF 157	**BF 140 A**
BF 158	**BF 189**
BF 159	**BF 188**
BF 160	**BF 189/BF 214**
BF 163	**BF 187**
BF 164	**BF 187**
BF 165	**BF 215**
BF 167	**BF 207**
BF 173	**BF 208**
BF 174	**BF 140 A**
BF 175	**BF 189**
BF 176	**BF 188**
OC 26	**SFT 213**
OC 44	**SFT 308**
OC 45	**SFT 306/SFT 307**
OC 70	**SFT 351**
OC 71	**SFT 352**
OC 72	**SFT 322/SFT 323**
OC 74	**SFT 325**
OC 75	**SFT 353**
OC 76	**SFT 323**
OC 77	**SFT 343**
OC 79	**SFT 322/SFT 323 SFT 325**
OC 169	**SFT 319**
OC 170	**SFT 320**
OC 171	**SFT 357/SFT 358**
2N 217	**SFT 325**
2N 406	**SFT 351 - 352 - 353**
2N 408	**SFT 322/SFT 323**
2N 647	**SFT 377**
2N 1177	**SFT 358**
2N 1178	**SFT 357**
2N 1179	**SFT 357**
2N 1180	**SFT 316**
2N 1425	**SFT 319**
2N 1524	**SFT 319**
2N 1525	**SFT 319**
2N 1526	**SFT 316**
2N 1527	**SFT 316**
2N 1631	**SFT 316/SFT 320**
2N 1632	**SFT 316/SFT 320**
2N 1633	**SFT 319**
2N 1634	**SFT 319**
2N 2083	**SFT 317/SFT 354**

PANORA RADIOFO

MADAGASCAR

(République Malgache - Repoblika Malagasy)

Lingue ufficiali il francese ed il malagasy.

Amministrazione: Radio Diffusion Nationale Malgache, BP 442 Tananarive. Radio Université, BP 909 Tananarive.

ONDE MEDIE (kHz): 1394; 1502; Radio Université 1466.

ONDA CORTA (kHz): 3232; R. Université 3370; 3290; 6070; 6135; 6170; R. Université 6070; 7105; per l'estero, irregolare, 15265 (15270).

MADEIRA (Isole Portoghesi)

Amministrazione: Radiomeissora de Madeira, Pic. Barcelos Funchal.

ONDA MEDIA (kHz): CSB90 1484; CSB91 1529.

MALAWI (Republic of Halawi)

Lingua inglese. Lingue indigene Yao, Nyanja e Tumbuca.

Amministrazione: Malawi Broadc. Corporation, P.B. 452 Blantyre.

ONDA MEDIA (kHz): 602, 764.

ONDA CORTA (kHz): 3370, 5995.

MALI (République du Mali)

Lingue francese, semitiche, Mande, e lingue camitiche.

Amministrazione: Radio Mali, BP 171 Bamako.

ONDE MEDIE (kHz): 1270, 1430.

ONDE CORTE (kHz): 4785; 4835; 7150; 7280; **9745**; **11750**; 11815.

MAROCCO (Al-Mamlaka al-Maghrebia)

Lingue araba, berbero, francese.

Amministrazione: Radiodiffusion Television Marocaine, Rue Pierre Parent, Marocco.

ONDA MEDIA (kHz): Oujda 1° 593; Sebaa-Aioun 1° 611; Sebaa-Aioun 2° 711; Casablanca (Oujda) 818; Oujda 2 (Tetuan Dersa, Rabat) 827; Rabat 1°, Tetuan 2° 917; Agadir 935; Marrakech 1° 971; Tanger 3 1016; Rabat 2, Safi 1° 1025; Sebaa-Aioun 3 (Marrakech 1°, Oujda 1° 1043; Tetuan 1° 1052; ? 1061; ? 1072; Tanger 1079; Tanger 2° 1115; Marrakech 2° 1151; Casablanca 2° 1187; Tanger 1° 1232; Rabat 3 1295; Safi 2° 1322; Casablanca 3, Kenitra AFRTS (Rabat) 1484; Marrakech 3° (Agadir) 1594.

ONDA CORTA (kHz): Sebaa Aioun 6190, 7115, 7225, Tanger 11735, Tanger 11735.

Da Tanger trasmettono le stazioni della Voce dell'America che sfruttano alcune diecine di frequenze.

STAZIONE FM (MHz): Rabat 87,900; Casablanca 90,000; Rabat 92,100; Sebaa Aioun 93,600; Casablanca 96,000; Sebaa Aioun 96,800.

TELEVISIONE (MHz) Standard Europeo: Zerhoun M4 (163,25-168,75); Cap Spartel M5 (171,25 - 176,75); Kouali, Marrakech M6 (179,25 - 184,75); Rabat M7 (187,25 - 192,75); Tazekka, Charf M8 (195,25-200,75); Sarsar M9 (203,25 - 208,75); Casablanca, Khenifra, Safi, Fes M10 (211,25 - 216,75).

MAURITANIA

(Al-Jumhuriya al-Muslemiya al-Muritaniya)

Lingue araba, francese, hassanya e derivati.

Amministrazione: Radio Mauritania, BP 200, Nuakchott.

ONDA MEDIA (kHz): 1349.

ONDA CORTA (kHz): Nouakchott 3222, 6035, **9610**.

NIGER (République du Niger)

Lingue francese, poular, tamachek, hausa, djerma etc.

Amministrazione: Radio Niger, BP 361 Niamey.

ONDE MEDIE (kHz): 1511.

ONDE CORTE (kHz): 3255, 3260, 4785, 5025, 6060, 7135.

NIGERIA (Federal Republic of Nigeria)

Lingue: inglese e sudanesi come ibo, yoruba ecc.

Amministrazione: The Nigerian broadc. Corporation, Broadcasting house, Lagos Eastern Nigeria Brod. Service, PB 350 Enugu; Radio Television Kaduna PB 250 Kaduna; Western Nigeria Radiovision Service, PB 1460 Ibadan.

ONDE MEDIE (kHz): TNBC - Lagos 1088, Ibadan 1358, 1398, Enugu 1320, 1400, Kaduna 1416, 1375, 1398, ENBS - Enugu 953; RTVK - Kaduna 593; WNRS - Ibadan 602, 656.

ONDE CORTE (kHz): Kaduna **6090**, Lagos **7275**, Kaduna **9655**, Lagos **9690**, Lagos **11900**, Ikorodu **11915**, Lagos **15255**; altre frequenze: 4990, 7255, 3204, 7285, 3980, 6145, 6175, 9655, 4855, 3380, 6185.

TELEVISIONE (MHz): Lagos E10 (210,25 - 215,75»; Enugu (48,25 - 53,75), Aba E4 (62,25 - 67,75); Jaji E4, Kano E10; Abafon E3 (55,25 - 60,75), Ibadan E4; Ilesha E5 (175,25 - 180,75); Akure E11 (217,25 - 222,75).

RHODESIA

Lingue: inglese e dialetti bantù.

Amministrazione: Rhodesia Broadcasting Corporation PB 8008, Salisbury.

ONDA MEDIA (kHz): Salisbury 584; Bulawayo 611; Gwelo 683; Gwelo 710; Gatooma 791; Fort Victoria 855; Salisbury 890; Umtali 980; Queque 1255; Bulawayo 1340.

ONDE CORTE (kHz): 2425, 3305, 3395, 4848, 5010, 5975, 6020, 7175.

TELEVISIONE (MHz): Salisbury E4, Bulawayo E3 (vedere Nigeria).

RUANDA (République Rwandaise)

Lingue: francese, kinyalrwanda.

Amministrazione: PB 83 Kigali, Radiodiffusione della Rep. Rwandaise.

ONDE CORTE (kHz): 6030, 6060.

Stazioni ad onde corte delle Deutsche Welle (!) a Kigali: 6055, 9565, 9660, 9695, 9735, 9740, 11855, 11905, 15245, 15380, 15385, 17765, 17805.

SENEGAL (République du Sénégal)

Lingue: francese, wolof e sudanesi.

Amministrazione: Radiodiffusione du Sénégal, BP 1765 Dakar.

ONDE MEDIE (kHz): St. Louis 3° 1484, Senegal 1° 1538, Dakar 1594, Dakar 1430, Dakar 2° 1304, Dakar 764.

ONDE CORTE (kHz): Senegal 4° 3335 (Ziguinchor); 4890; 4950; 5960; 7210; 9675; 9720; 11820; 11895.

TELEVISIONE (MHz): Dakar (77,25 - 83,75).

SIERRA LEONE

Lingue: inglese, creola (krio), mende, susu, limba, temne.

Amministrazione: Sierra Leone Broad. Service New England, Freetown.

ONDE CORTE (kHz): 3316, 5980.

TELEVISIONE (MHz): Freetown E2 (48,25 - 53,75).

SOMALIA

(Al Jumhuriya As Somaliya, Somali Republic)

Lingue: somalo, italiano, inguese, arabo.

Amministrazione: National Broadc. Station, Mogadiscio.

ONDE CORTE (kHz): 4960, 6095, 7120, Radio Somali 4800, 9675.

Notiziario lingua italiana: 1825-1850 (GMT).

REPUBBLICA SUD AFRICANA

(Republik os South Africa, Republiek van Suid Afrika)

ONDE MEDIE (kHz): Capetown 557; Durban 566; Johannesburg WR 575; Paradys 593; Grahamstown 620; Johannesburg WR 638; Capetown 656; Pietermeritzburg 665; Paradys Bloem. 674; Durban 692; Grahamstown 701; Johannesburg 719; Cape Town 728; Pietermaritzburg 764; Paradys Bloem. 782; Durban 800; Grahamstown 809; Johannesburg ER 827; Pietermaritzburg 845; Pietersburg 863; East London 908; Kimberley 962; Pietersburg 989; East London 1025; Johannesburg ER 1034; Port Elisabeth 1043; Kimberley 1070; Pretoria 1097; Pietersburg 1115; East London 1151; Porto Elisabeth 1178; Kimberley 1241; Pretoria 1268; Johannesburg ER 1286; Port Elisabeth 1313; Pretoria 1439.

ONDA CORTA (kHz): Servizio interno 2325, 3285, 4895, 6095, 7275, 9525, 2345, 2375, 3250, 3320, 3250, 4810, 4945, 6005, 6150, 7230, 7185, 9650, 9720.

Servizio Europeo: 9525, 9720, 11785, 11900, 15200, 15245 (7270, 6150, 17805, 21525).

Il Sud Africa dispone di una discreta rete di stazioni FM comprese fra gli 88 MHz ed i 108 MHz le quali trasmettono quattro programmi distinti (Inglese, Africano, Commerc., e Radio Highveid).

SUDAN (Jumhuryat es Sudan)

Lingue: araba, camitiche, nilotiche, sudanesi.

Amministrazione: Sudan Broadc. Service, P.B. 572 Omdurman.

ONDE MEDIE (kHz): Ondurman 575.

ONDE CORTE (kHz): 5000, 7200 (7220), 9510 (per Europa 1730-1830 GMT in inglese e francese).

TELEVISIONE (MHz): E5 Khartum (175,25 - 180,75).

TANZANIA

(United Republic of Tanzania)

(Unione del Tanganica e di Zanzibar)

Amministrazione: Radio Tanzania PB 9191 Dar es Salaam.

ONDE MEDIE: Zanzibar 602, Mwanza 719, Dar es Salaam 836, Dar es Salaam 1025, Mwanza, Dar es Salaam 1250.

ONDA CORTA (kHz): Tanganika 3251, 4785, 5050, 7165, 7280, 9530, 15435. Zanzibar 3340, 4795, 6005.

TOGO (République Togolaise)

Lingue: francese, hausa, poular, assirelli, avatime-bouem, eburneo-dahomey, koua, gour.

ONDE MEDIE (kHz): Lome 1394.

ONDE CORTE: (kHz): 5045, 7265.

TUNISIA (Al Djoumhouria Attunusia)

Lingue: arabo, francese.

Amministrazione: Radiodiffusion Television Tunisienne.

ONDA MEDIA (kHz): Sfax 584, Sfax 602, Tunis 629, Tunis 1° 962, Sfax 1421, Tunis 1484, Sfax 2° 1570.

ONDA CORTA (kHz): 6195, 11970.

STAZIONI FM (MHz): Tunisi 87,900, Tunisi 90,100, Bou Kornine 96,500.

STAZIONI TV (MHz): Tnis Bou-Kornine can 6 (182,25 - 187,75).

Notiziario in lingua italiana: Tunisi 962 kHz dalle 1330 alle 1430 GMT.

UGANDA (Republic of Uganda)

Lingue: inglese, sudanesi, bantu, camitiche e nilote.

Amministrazione: Radio Uganda PB 2038 Kampala.

ONDE MEDIE (kHz): Kampala 575, Kampala 584, Kampala 656, Kampala 728, Mbale 971.

ONDE CORTE (kHz): 3340, 4975, 5025, 7110, 7195.

VOLTA - ALTO VOLTA

(République de Haute-Volta)

Amministrazione: Radiodiffusione de Haute-Volta, PB 511 - Ouagadoudou.

ONDE MEDIE (kHz): Ouagadoudou 1439, Bobo D. 1520.

ONDE CORTE (kHz): 4815, 6045.

TELEVISIONE (MHz): Koudougou, Bobodiulasso, (ST. 625 - 210,25 - 215,75).

ZAMBIA (Republic of Zambia)

Lingue: inglese, bantu, chikabanga, nyanja.

Amministrazione: Radio Zambia PB 15 Ridgeway - Lusaka.

ONDE MEDIE (kHz): Kitwe 890, Lusaka 962, Kitwe 998, Ndola 1214, Lusaka 1376, Kitwe 548, Broken H. 596, Kitwe 746.

ONDE CORTE (kHz): 2355, 2455, 3270, 3345, 4910, 4965, 6060, 6165, 7220, 7285, 11820.

TELEVISIONE (MHz): Kitwe E4, Lusaka E3.

PROTETTORATI O DIPENDENZE

SWAZILAND (Inglese)

Lingue: inglese, isizulu.

Amministrazione: Tiger Radio, PB 640 - Matsapa.

ONDE MEDIE (kHz): 746; ed un'altra stazione della Swazilanda Broadc. Serv. PB 158 Mbanane.

MAURITIUS (Inglese)

Lingue: inglese, francese-creola.

Amministrazione: Mauritius Broadc. Corp.

ONDE MEDIE (kHz): Curepipe 683.

ONDE CORTE (kHz): 4850, 9710.

SEICELLE - Seychelles (Inglese)

Lingue: inglese, francese-creola.

ONDA CORTA (kHz): 4995.

SOMALIA FRANCESE

(Côte Française des Somalis)

Lingue: francese, cuscite.

Amministrazione: Radio Djibuti PB 97 Djibuti.

ONDA MEDIA (kHz): Djibouti 1538.

ONDA CORTA (kHz): 4780.

COMORE (Archipel des Comores) (Francese)

Lingue: francese, malagasy, bantu, arabo.

Amministrazione: ORTF, PB 29, Ile Mayotte.

ONDE CORTE (kHz): 3330, 7260.

ISOLE DELLA RIUNIONE (La Réunion) (Francese)

Lingue: francese, creolo-francese.

Amministrazione: ORTF, PB 329 ST. Denis-Réunion.

ONDE MEDIE (kHz): St. Denis 620, 1124.

ONDE CORTE (kHz): 2245, 2250, 3380, 4820, 7240.

GUINEA PORTOGHESE (Guiné)

Lingue: portoghese, creolo, sudanesi.

Amministrazione: Emissora Prov. de Guiné, Bissau.

ONDE MEDIE (kHz): 1052.

ONDE CORTE (kHz): 5015.

ISOLE CAPO VERDE (Ilhas do Cabo Verde) (Portoghese)

Lingue: portoghese, creola.

Amministrazione: Serviços Telegrafos de Cabo Verde, Praia, Radio Clube de Cabo Verde, Praia, R. Barlavento S. Vincente, R. Clube Mindelo, S. Vincente.

ONDE CORTE (kHz): 3985, 3930, 4725.

SAN TOMÈ E PRINCIPE

(Sao Tomé e Principe) (Portoghese)

Lingue: portoghese, creola.

Amministrazione: R. Club de Sao Tomé, CP 44 Sao Tomé.

ONDE MEDIE (kHz): 749.

ONDE CORTE (kHz): 4805.

ANGOLA (Portoghese)

Lingue: portoghese, bantu.

Amministrazione: Esistono numerosi radio club locali.

ONDE MEDIE (kHz): 830, 870, 1010, 1110, 1140, 1160, 1187, 1205, 1214, 1260, 1295, 1331, 1340, 1367, 1385, 1435, 1440, 1500, 1530, 1550.

ONDE CORTE (kHz): 3295, 3375, 3705, 3740, 3820, 3970, 3995, 4770, 4795, 4820, 4840, 4895, 4870, 4910, 4935, 4985, 5015, 5025, 5030, 5040, 5065, 5135, **6025**, 6135, 6150, 7115, 7125, 7230, 7285, 7395, 9515, **9535**, 9612, **9630**, 9675, 11685, 11940.

MOZAMBICO (Moçcambique) (Portoghese)

Lingue: portoghese, bantu.

Amministrazione: Radio Clube de Mozambique. Lourenço Marques.

ONDA MEDIA (kHz): Antonio Enes 656, Mozequece 629, Inhambane 647, Lourenço Marques 737, Chinde 755, Lumbo 809, Beira 818, V. Cabral 826, Lourenço Marques 917, Nampula 935, Quelimane 935, Chimoio 944, Pt. Amelia, Quelimane 1223, Peri 1295, Joao Belo 1322, Lourenço Marques 1340, Beira 1358, Porto Amelia 1421.

ONDE CORTE (kHz): 3215, 3260, 3300, 3210, 3395, 4835, 4855, 4865, 4940, 4972, 4925, **7205**, **11780**, **11820**, **15295**, **15300**, 7115, 7140, 7160, 7160, 11835.

CANARIE (IS. Spagnuole)

Lingua: spagnuolo.

Amministrazione: Radio Nacional España, S. Cruz de Tenerife; La Voz de la isla de Palma, Santa Cruz de Palma; Radio Atlantico, Las Palmas; Radio Club de Tenerife; Radio Juventud de Canarias; Radio Popular de Guimar; La Voz de la Valle de Orotava.

ONDA MEDIA (kHz): S. Cruz de Tenerife 620, Las Palmas 1097, Santiago de Tenerife 1286, Las Palmas EAK35 1259, Las Palmas 1475, Tenerife 1484, S. Cruz Ten. EFJ 57 872, S. Cruz Ten. EAJ 43 1412, Guimar 1421, S. Cruz Tenerife 872, S. Cruz Tenerife 1412, Las Palmas 953, Las Palmas 1268, Santa Cruz de la Palma 1385.

ONDE CORTE (kHz): S. Cruz Tenerife **9660**, **11800**, 7345.

Esistono alcune stazioni FM e a Tenerife una stazione TV canale E3, Las Palmas E6.

SAHARA SPAGNOLO (Sahara Español)

Lingua spagnola.

Amministrazione: Radio Sahara - El Aaiun.

ONDE MEDIE (kHz): 660.

GUINEA EQUATORIALE SPAGNOLA

(Provincias de Rio Muni e Fernando Poo)

Lingua spagnola e dialetti locali.

Amministrazione: Emissora Radiodiffusion S. Isabel, Fernando Poo, Radio Ecuatorial Bata, Rio Muni.

ONDE CORTE (kHz): Radio Bata 4925, Fernando Poo 6250.

L'uso dei circuiti integrati permette di miniaturizzare interi circuiti elettronici assai complicati. Con questo sistema una casa inglese ha realizzato un oscillatore a quarzo stabilizzato in temperatura da — 55° a + 90°C, con frequenza selezionabile nella gamma intorno ai 10 MHz. Il dispositivo è costituito essenzialmente da un cristallo di quarzo, da una termoresistenza NTC e da un amplificatore IC. La temperatura di lavoro del quarzo è controllata dalla NTC; le variazioni di corrente che in essa hanno luogo vengono rivelate dall'amplificatore, il quale a sua volta varia la corrente che percorre un elemento riscaldante.
Speciali accorgimenti costruttivi vengono adottati per migliorare l'isolamento termico. La stabilità a lungo termine della frequenza di oscillazione risulta di 5 parti su 10^6; per effettuare le opportune compensazioni il circuito comprende un trimmer.
Le dimensioni dell'intero dispositivo vengono contenute in un cubo di 25 mm di lato.

NOTE
DI
SERVIZIO

MIRACORD 50 H

GIRADISCHI CAMBIADISCHI AUTOMATICO

Siamo lieti di offrire ai nostri lettori la spiegazione dettagliata del cambiadischi MIRACORD 50 H, la descrizione dell'apparecchio e delle sue prestazioni, nonchè le note per il funzionamento. Le informazioni contenute in questo articolo sono essenziali per la regolazione perfetta del MIRACORD 50 H e per il suo rendimento migliore. Numero di catalogo G.B.C. R/237.

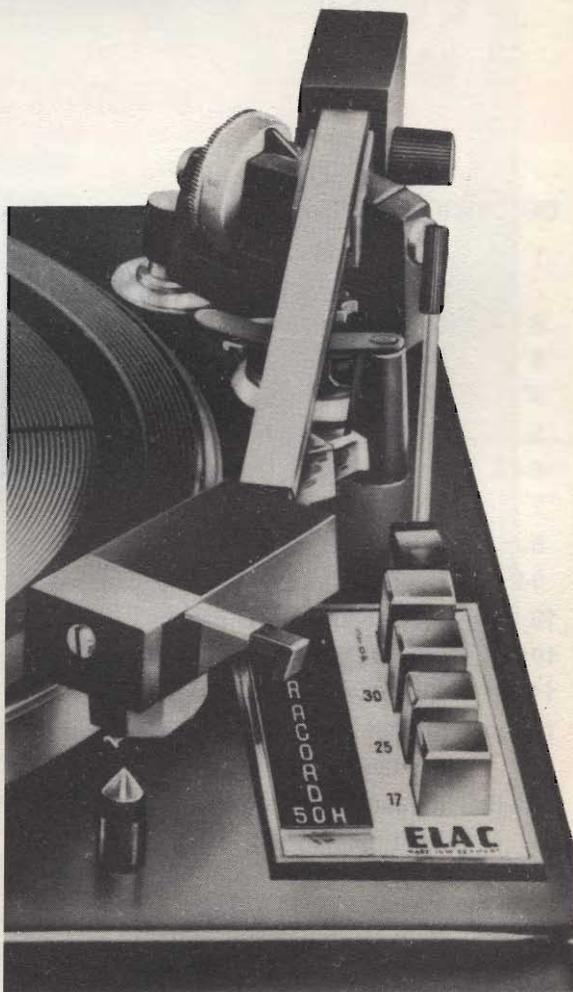
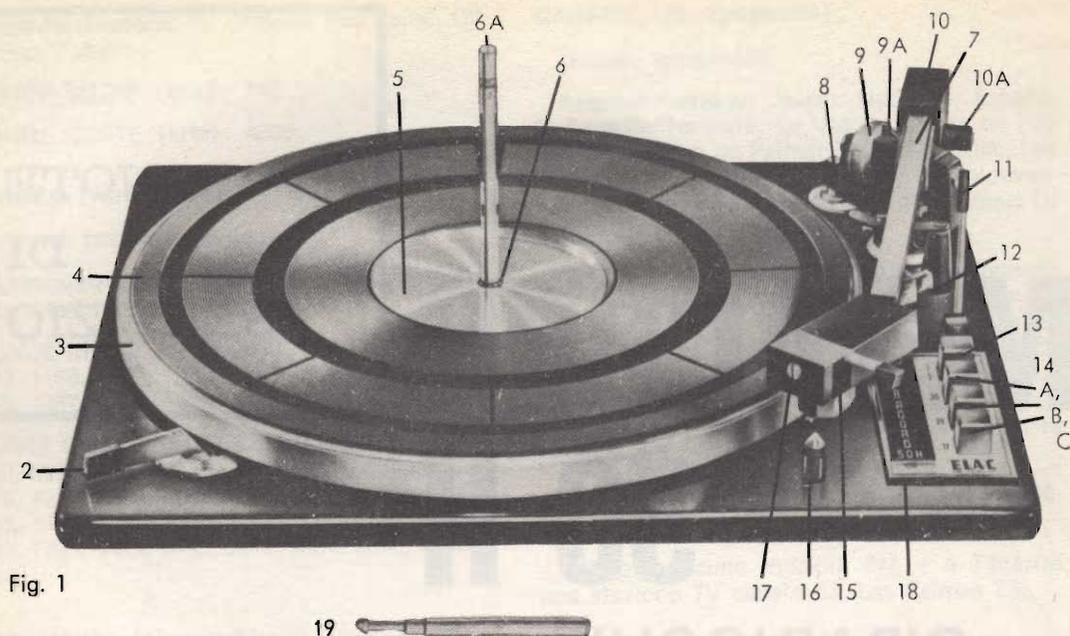



Fig. 1 - Telaio del MIRACORD 50 H con dettagli costruttivi.

DESCRIZIONE DELLE PARTI

1	Piastra del telaio: viti tronco coniche con ammortizzatori di gomma morbida e coperture di plastica
2	Leva per cambiare le velocità
3	Piatto
4	Copripiatto di gomma
5	Placca di copertura
6-6A	Centro del piatto e perno portadischi
7	Braccio
8	Regolatore del dispositivo anti-skating
9-9A	Regolatore del tracking (pressione) con indice
10	Contrappeso del braccio
10A	Regolatore fine del contrappeso
11	Elevatore idraulico del braccio
12	Chiavetta del braccio (rosso = chiuso; verde = aperto)
13	Pulsante « Stop »
14A-B-C	Pulsanti « Partenza » e punti di posa per dischi da 17 cm, 25 e 30 cm.
15	Testina TAS 2
16	Calibro regolatore della puntina
17	Vite regolatrice della posizione della puntina
18	Indicazione di velocità con illuminazione
19	Torretta

MONTAGGIO

L'apparecchio può essere collocato sia nel mobile predisposto, sia in un altro alloggiamento.

Col mobile predisposto, non c'è che da introdurre la piastra dall'alto nell'apposita apertura in modo che le viti combacino coi 4 fori espressamente preparati.

Se, invece, si fa uso di un altro mobile qualsiasi, regolarsi secondo il disegno del piano di foratura fornito con ogni apparecchio. Il disegno mostra lo spazio di cui si deve disporre per il telaio; quanto alla sagoma, serve per marcare la linea del taglio da praticare nel basamento, come pure per indicare esattamente le posizioni dei fori. Siano rispettati scrupolosamente i bordi e gli interassi dei fori.

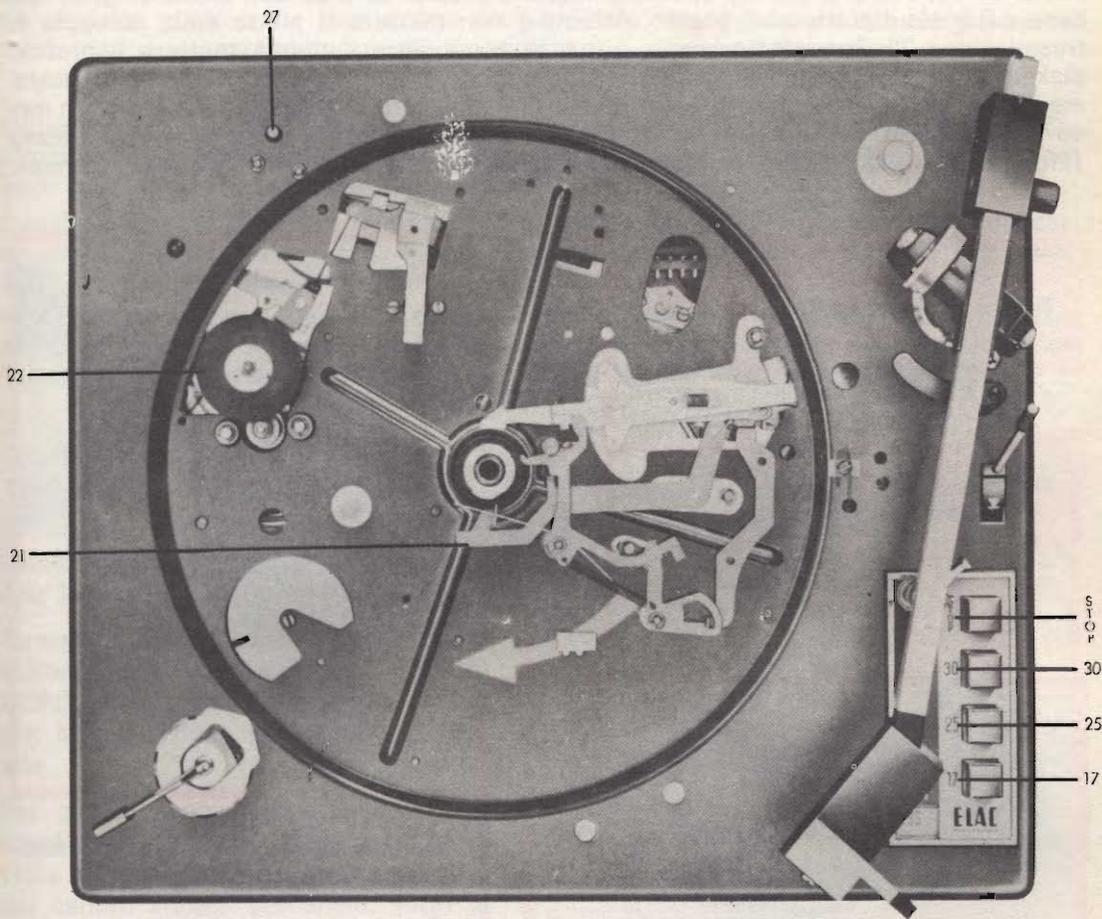



Fig. 2 - Telaio senza piatto.

Dopo il collocamento del telaio, assicurarsi che il cambiadischi possa muoversi liberamente e che appoggi bene sulle molle.

I contorni della foratura devono essere levigati, per non ostacolare il buon funzionamento del meccanismo dei pulsanti; i conduttori devono essere collocati in modo da non impedire i movimenti delle leve cambiadischi.

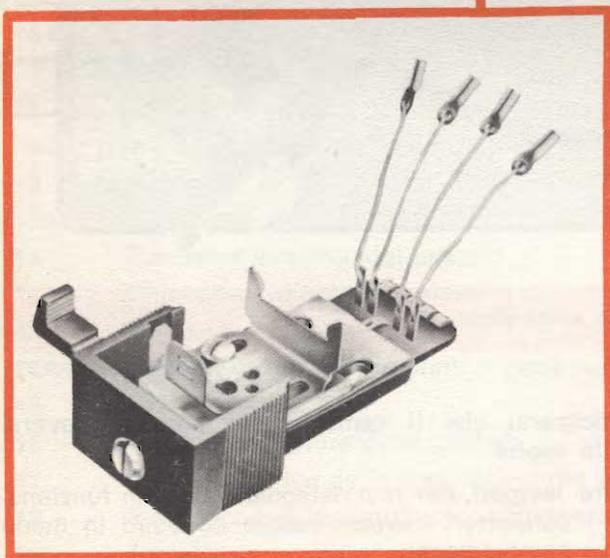
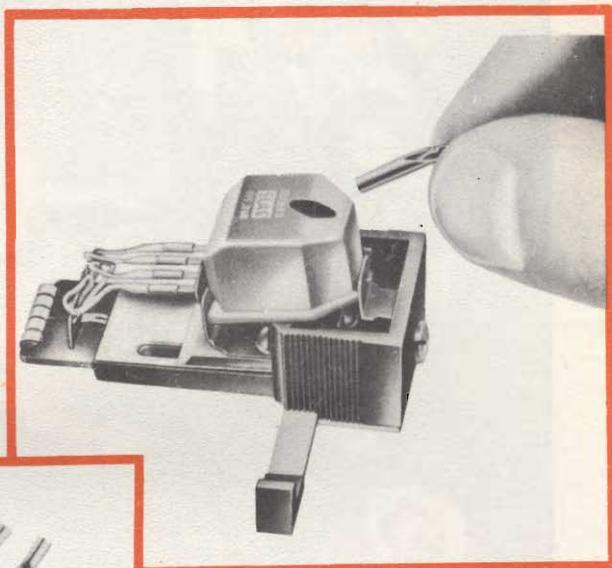
Prima di trasportare l'apparecchio montato occorre bloccarlo alla base con i dispositivi di sicurezza forniti come accessori. Per fare ciò, stringere i dati sulle aste filettate in modo da comprimere le molle del telaio ottenendo che questo rimanga ben franco. Per rimettere in funzione l'apparecchio, svitare i dadi o, meglio, toglierli.

Il braccio del pick-up, a sua volta, va fissato al supporto per mezzo del suo chiavistello (Fig. 1-12, posizione rossa). TOGLIERE SEMPRE IL PIATTO, E IMBALLARLO SEPARATAMENTE, PER IL TRASPORTO.

Collocamento del piatto

Prima di collocare il piatto, spostare lateralmente la leva 21 con molla (Fig. 2) dal cono sul quale il piatto sarà posato. Attenti a non mettere il piatto sulla puleggia di trasmissione 22. Per questo scopo, prima di appoggiare il piatto, mettere il braccio pick-up sul suo sostegno e spingere la puleggia verso l'esterno. Operare delicatamente per non danneggiare il cono. Per ultimo, mettere la copertura di gomma in modo che la parte in rilievo si trovi inserita nel foro centrale della copertura stessa (Fig. 1-5). La placca sarà collocata sulla parte centrale della copertura di gomma.

Fig. 3 - Testina e puntina.

Fig. 3a - Testina nuda con supporto della cartuccia.

Collocamento della testina e montaggio della cartuccia

Fra gli accessori si trova la testina del pick-up (Fig. 1-15) completa di una puntina stereofonica magnetica ELAC (Fig. 3). Questa testina va inserita nel braccio del pick-up, fino all'arresto (Fig. 1-7). Contemporaneamente si ottiene il raccordo della puntina al cordone del pick-up. Per applicare convenientemente la testina si deve tenere il braccio in posizione orizzontale.

Cambio della cartuccia

La testa del pick-up (Fig. 3a) possiede una guida con due fori filettati per il montaggio della cartuccia. Se questa ha un supporto proprio, basta fissare quest'ultimo nei detti fori. Se non c'è il supporto, si fissa la cartuccia direttamente sulla guida. Si possono montare tutte le cartucce di dimensioni standard. Si faccia attenzione di lasciare sporgere la punta quanto basta per la corsa nei solchi dei dischi, siano questi in pila o collocati uno per uno. Se i piccoli tiranti non bastano per ottenere questo risultato, si usino quelli più spessi, uniti agli accessori del pick-up. La posizione definitiva della puntina — regolazione longitudinale nella testina — sarà determinata in seguito.

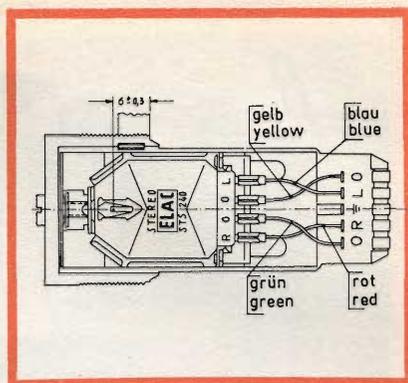



Fig. 4 - Testina e dispositivo di commutazione della puntina.

I conduttori di massa di ogni canale sono collegati alle spine di raccordo segnate «O» situate a fianco delle spine R e L. La testa del pick-up è quadripolare e non deve essere collegata completamente alla massa.

L'esatto raccordo di questi quattro fili è rappresentato in Fig. 4: esempio, con cartuccia ELAC STS 240 = G.B.C. R/1480 le connessioni si possono fare sia per l'audizione monoaurale, sia per la stereofonica.

Per la stereofonica: collegare il canale di destra R all'anello, e saldarvelo e collegare altresì il canale di sinistra L saldandolo all'anello L. Per la monoaurale: mettere i due canali della cartuccia stereofonica in collegamento, sia in serie sia in parallelo.

Regolazione orizzontale della puntina

In rapporto alla geometria del braccio, esiste una posizione ottima della puntina lettrice.

Se questa posizione non è rispettata, le distorsioni aumentano assai. Il MIRACORD 50 H è provvisto di un calibro per la regolazione perfetta della puntina.

Per questo scopo, agire sulla vite di regolazione collocata sulla faccia anteriore del pick-up (Fig. 1-17) e servirsi del calibro situato sul telaio, sotto la testa del pick-up (Fig. 1-16). La rotazione della vite in senso orario sposta la puntina completa in avanti; in senso inverso la sposta indietro. Manovrare il calibro verso l'alto in direzione della puntina S (Fig. 5). Se la parte acuta della puntina e la punta del calibro non si toccano, agire sulla vite di regolazione finc ad ottenere la sovrapposizione delle due punte.

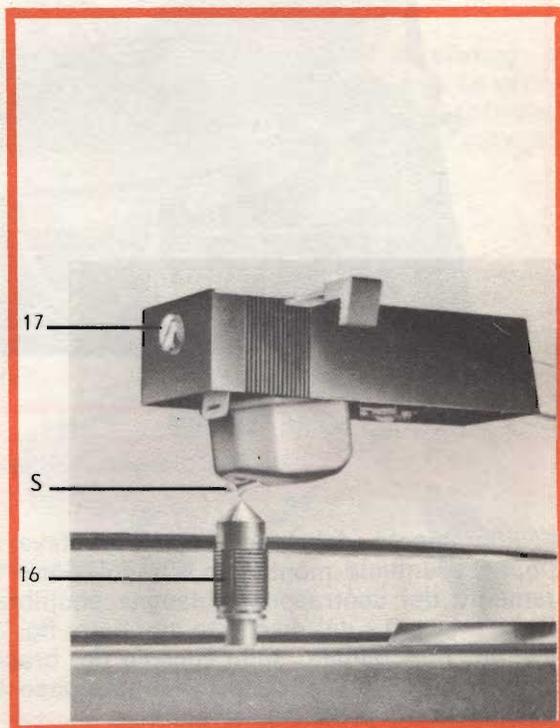
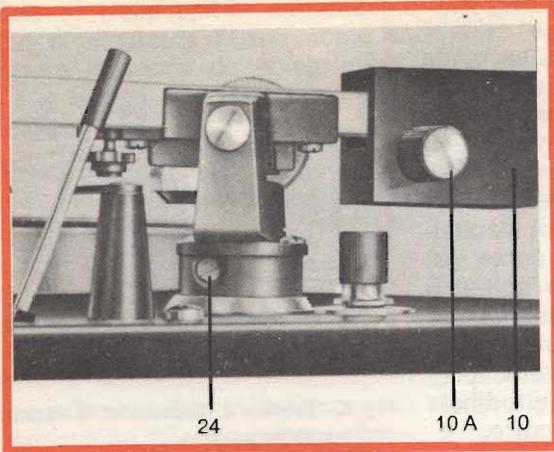



Fig. 5 - Calibro per la regolazione orizzontale della puntina.

Fig. 6 - Regolazione del contrappeso ed equilibramento del braccio e del punto di posa della puntina.

Montaggio del contrappeso ed equilibramento del braccio

Il contrappeso, o contrappeso del braccio del pick-up (Fig. 1-10), va inserito sull'estremità posteriore del braccio, il più lontano possibile. Poi lo si sposta, manovrando sul bottone di comando 10A (Fig. 6).

Il bottone di comando del contrappeso deve trovarsi verso la faccia esterna della piastra.

Blocco del braccio del pick-up

Il braccio del pick-up può essere bloccato, sia per il trasporto sia per proteggerlo da eventuali urti. Quando la leva di blocco è in posizione sul rosso il braccio è fissato al suo supporto; quando, invece, è in posizione sul verde (fig. 12-12) il braccio è libero.

Se, inavvertitamente, si premesse il pulsante di avvio « Start » mentre il braccio è bloccato, l'apparecchio si fermerebbe da solo e non avverrebbe alcun deterioramento, grazie al dispositivo di auto-protezione.

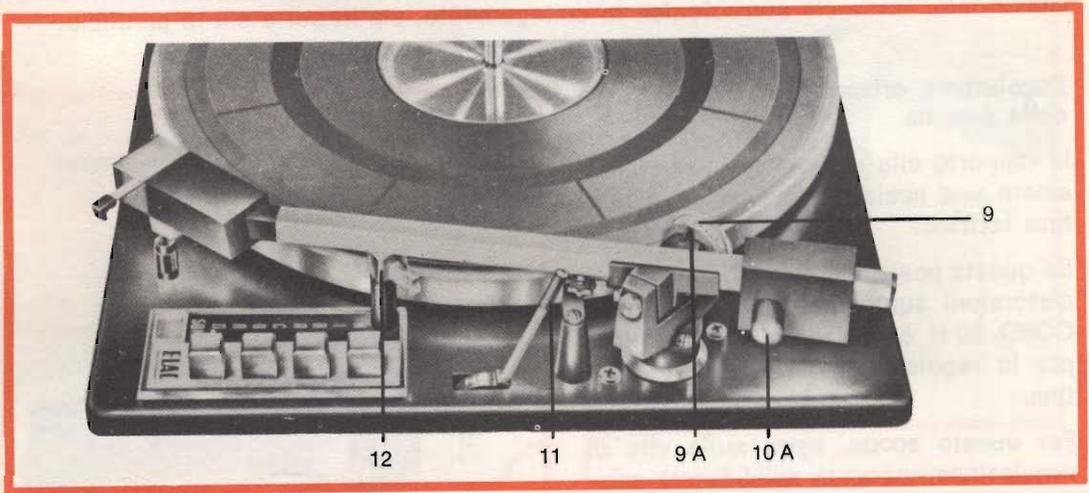



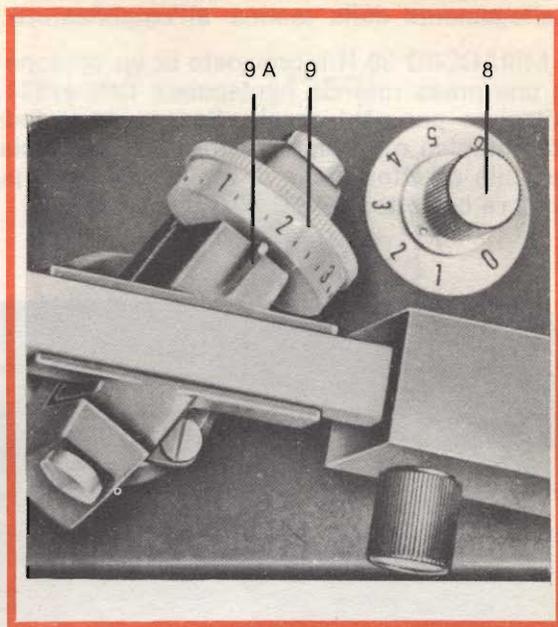
Fig. 7 - Dispositivo di equilibramento del braccio.

Equilibramento del braccio pick-up: leva di blocco fig. 12-12 sul verde = libero. Dopo l'eventuale montaggio e regolazione fine dell'apparato lettore, e dopo il collocamento del contrappeso, bisogna equilibrare il braccio pick-up. Per questo scopo, portare la « O » del dischetto zigrinato, fig. 7-9, in corrispondenza del segno di riscontro, fig. 7-9A, situato sullo zoccolo del braccio pick-up. Ciò fatto, manovrando sul bottone di fig. 7-10A, spostare il contrappeso avanti o indietro finchè il braccio rimane equilibrato in posizione orizzontale.

Non dimenticate di togliere, prima dell'operazione, l'eventuale copertura di protezione della puntina.

Regolazione del tracking

Il tracking è la pressione esercitata dalla puntina sul disco; è facilmente regolabile nel MIRACORD 50 H per mezzo di un disco zigrinato, fig. 8-9. Si possono scegliere tutti i valori compresi fra 0,5 e 6 p. A questo scopo, il disco è esteriormente regolato in pond. La pressione ottima è quella prescritta dal fabbricante della cartuccia. Manovrare il disco zigrinato in modo da portare il valore scelto in corrispondenza del segno di riscontro sullo zoccolo del braccio pick-up, fig. 8-9A.

Fig. 8 - Regolazione della pista e del dispositivo anti-skating.

Dispositivo anti-pattinaggio

Il MIRACORD 50 H possiede un dispositivo di compensazione della forza laterale che agisce sulla puntina durante la lettura del disco. Questo dispositivo evita che si formi una differenza di pressione della puntina su ciascuna parete del disco provocando distorsione nei canali stereofonici.

La figura 9 mostra il funzionamento del dispositivo antiskating. La forza skating, o di pattinaggio, che agisce sulla puntina, è compensata dalla forza contraria A. La grandezza di questa forza contraria può essere modificata agendo su una vite di torsione per mezzo del bottone 8; la forza è trasmessa, per la leva H, al prigioniero B solidale all'asse del braccio pick-up.

La forza di pattinaggio o skating attira il braccio pick-up verso l'interno. Essa è funzione della potenza di pressione o tracking, il che è confermato da numerose prove.

Il meccanismo antipattinaggio del MIRACORD 50 H è concepito in modo da ottenere compensazione della forza di pattinaggio quando il dispositivo antipattinaggio, fig. 8-8, è regolato sullo stesso valore della pressione o tracking.

Esempio: alla pressione 2 p corrisponde la regolazione antipattinaggio 2 (punto rosso del bottone 8 su 2).

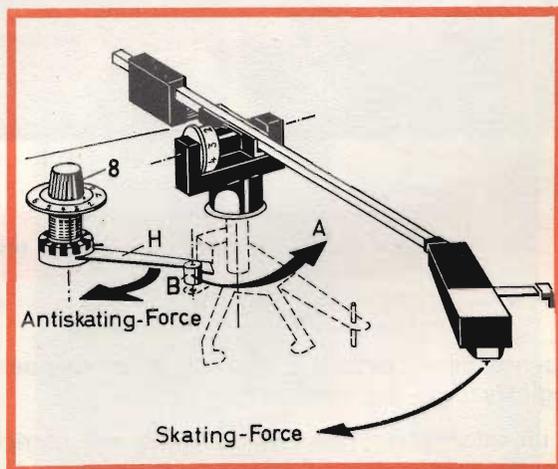



Fig. 9 - Disegno delle forze skating e anti-skating.

Collegamento della testina all'amplificatore

Il MIRACORD 50 H è provvisto di un cordone a due conduttori, munito all'estremità di una presa rotonda pentapolare DIN 41524 o — a richiesta — di una presa coassiale unipolare per ogni canale. Se, per la riproduzione, si utilizza un apparecchio radio stereofonico o un amplificatore con insufficiente preamplificazione e senza correzione delle caratteristiche di registrazione, si può inserire, sotto il telaio, un preamplificatore correttore PV8C = G.B.C. R/240.

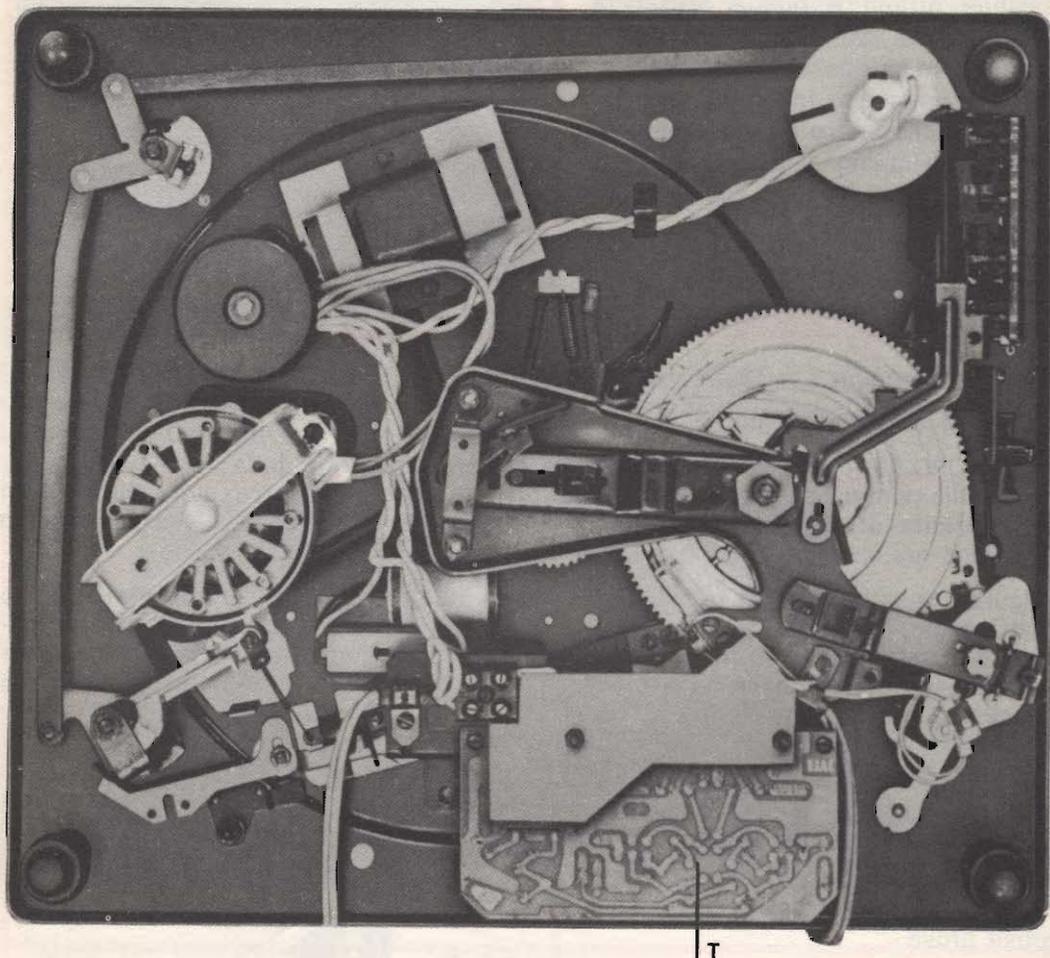



Fig. 10 - Telaio visto dalla parte inferiore con preamplificatore correttore delle distorsioni.

Questo amplificatore è munito di un dispositivo correttore delle caratteristiche di registrazione dei dischi.

È un accessorio che non fa parte del complesso ma viene fornito su ordinazione. Finchè nessun amplificatore è incorporato al cambiadischi, i collegamenti fra i contatti della barretta di raccordo — collocata sotto il telaio — si ottengono per mezzo di una barretta di corto circuito.

Collegamento alla rete

Il MIRACORD può funzionare con corrente alternata di 110/115 V o di 220/240 V sulle frequenze di 50 Hz o 60 Hz. La tensione e la frequenza proprie dell'apparecchio sono indicate nella targhetta sotto il telaio. Per cambiare la tensione o la frequenza occorre sostituire il motore col suo condensatore di fase, o cambiare la puleggia graduata e il condensatore di fase. Non dimenticare, in questa operazione, di commutare anche il preamplificatore PV8C, sempre che esista.

Attenzione! Il rotore del motore a isteresi è bloccato nei trasporti da due fermagli di plastica. Toglieteli prima di innestare la spina nella presa di corrente.

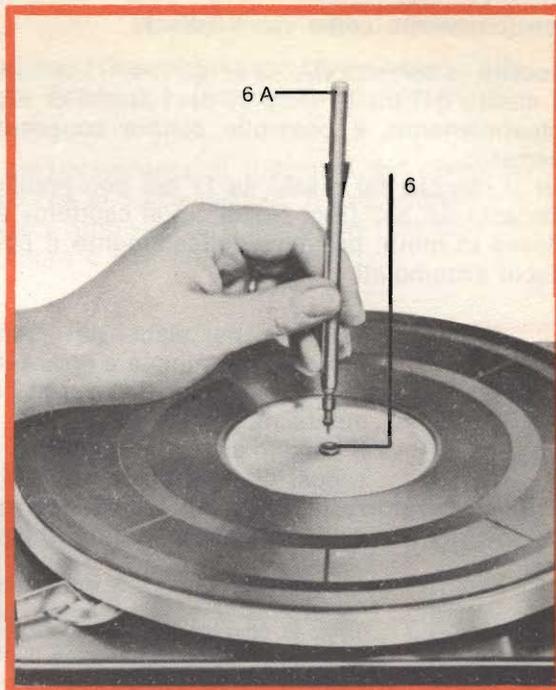



Fig. 11 - Posa del perno lungo per dischi SA 73.

AVVIAMENTO

Sono quattro i modi di far funzionare l'apparecchio. Basta premere un tasto e l'apparecchio si avvia. I quattro modi sono descritti qui di seguito. Prima di ascoltare un disco, si metta a posto la velocità, poi si renda libero il braccio pick-up mettendo la leva sul « verde » (Fig. 12-12).

Velocità

Il MIRACORD 50 H funziona a tutte e quattro le usuali velocità: 78, 45, 33 1/3, 16 2/3 giri al minuto. La scelta della velocità si effettua per mezzo della levetta di sinistra (Fig. 1-18). L'illuminazione funziona solo quando il motore è alimentato.

Nota: il motore a isteresi del MIRACORD 50 H assicura al piatto una velocità costante di rotazione indipendente dai possibili sbalzi della tensione di rete; non è quindi necessario effettuare alcuna regolazione supplementare di velocità.

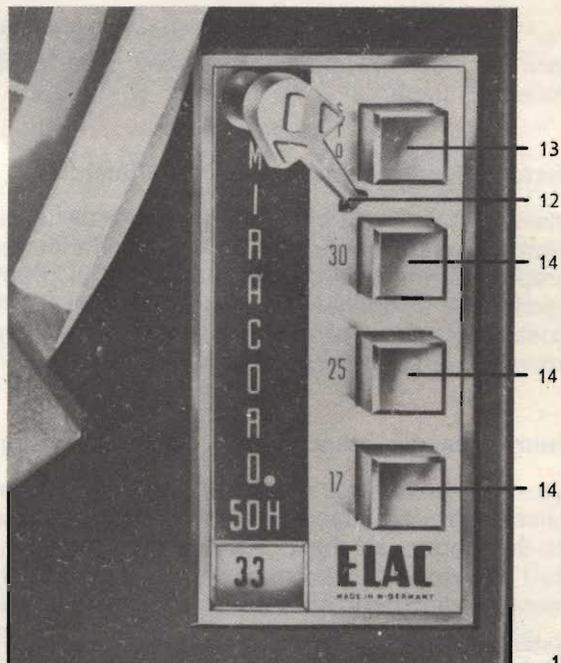



Fig. 12 - Pulsantiera.

Funzionamento come cambiadischi

Inserire la torretta SA 73 (Fig. 11-6A), con la punta verso il basso, nell'apposito foro al centro del piatto (Fig. 11-6). I dischi di 17, 25 e 30 cm possono essere sonati automaticamente. È possibile sonare consecutivamente fino a 10 dischi dello stesso diametro.
Per il cambio dei dischi da 17 cm con grande foro centrale da 38 mm si usi l'apposita asta SA 383 (Fig. 14) di cui al capitolo« Accessori ».
Messa in moto: premere delicatamente il pulsante che corrisponde al diametro dei dischi accumulati.

Esempio: per dischi del diametro di cm 25 agire sul tasto 25. Subito il piatto incomincia a girare, il primo disco scende, il braccio lascia il suo supporto, oscilla verso l'interno e la puntina si appoggia delicatamente nel solco iniziale del disco. Finita l'audizione del primo disco il braccio si alza, torna sopra il suo sostegno, il disco seguente scende e così di seguito. Dopo l'ultimo disco, il braccio torna sul sostegno, l'alimentazione viene interrotta automaticamente ed un freno (Fig. 2-27) rallenta e arresta la corsa del piatto.

Nota: Si possono aggiungere dischi durante l'audizione, purchè non sia raggiunto il limite massimo indicato da un filetto rosso all'estremità superiore dell'asta. Per aggiungere dischi, occorre che ne rimanga almeno uno sull'asta. Se si aggiungesse un disco, mentre non ne rimane più nemmeno uno, il disco scenderà ma non verrà sonato. Si dovrà, allora, rimettere in marcia l'apparecchio dalla manovra « Start ».

Fig. 14 - Torretta per dischi dal foro centrale di 38 mm.

Per togliere la pila dei dischi dopo l'audizione completa, levare l'asta o torretta dal foro del piatto e rimuovere i dischi. Così facendo si evita la rapida usura del foro centrale dei dischi.

Funzionamento come giradischi automatico

Inserire la torretta corta (Fig. 1-19) con la punta verso il basso nel foro centrale del piatto. Questo serve per l'ascolto individuale dei dischi senza necessità di toccare il braccio. Si mette il disco sul piatto e si preme semplicemente il pulsante start corrispondente al diametro del disco stesso. Il piatto gira, il braccio si alza da solo e si posa delicatamente nel solco iniziale. Al termine dell'audizione il braccio ritorna sul sostegno e l'apparecchio si ferma da solo.

Funzionamento manuale per l'audizione singola dei dischi

Usare l'asta come è descritto precedentemente. I funzionamento manuale è assai semplice. Mettere il disco sul piatto: alzare il braccio per mezzo della leva e posarlo sul solco desiderato del disco. All'alzata del braccio, l'apparecchio si mette in movimento. Dopo l'audizione il braccio si rialza da solo e torna al suo sostegno. S'interrompe l'alimentazione di corrente e il freno provoca l'arresto del piatto.

Nota: Qualunque sia il modo di funzionamento, si può in ogni momento, sollevare il braccio pick-up, riportarlo al supporto o posarlo su un altro solco del disco senza ostacolare il funzionamento.

Audizione ininterrotta di un solo disco

Utilizzare il perno corto che, in questo caso, andrà inserito con la punta verso l'alto. Qualunque disco, di una delle dimensioni già dette, può essere sonato ininterrottamente.

Premere il solito bottone start col numero corrispondente al diametro del disco. Al termine dell'audizione il braccio si alza e ritorna al solco iniziale. Il procedimento si ripeterà finchè non verrà azionato il pulsante « Stop » oppure fino a che non sarà tolto il braccio, manualmente, per rimetterlo sopra il suo sostegno.

CARATTERISTICHE DEL MIRACORD 50 H

Sollevamento del braccio pick-up

Sovente, si vorrebbe ascoltare solo una parte di un disco. Ciò diventa agevole per merito di un sollevatore idraulico del braccio pick-up (Fig. 1-11).

Il dispositivo è costituito da un disco che sostiene il braccio pick-up in modo che la punta si mantenga lievemente sopra il disco quando la leva del disco è portata verso l'avanti (▽). Si porta, con la mano, il braccio sopra il disco, al punto desiderato, in modo che la punta si trovi esattamente sopra la fascia che si desidera ascoltare; si riporta la leva dell'elevatore alla sua posizione iniziale; l'ago scende lentamente e si posa, con cautela, sul disco (▽). Il ritorno del braccio al supporto si può effettuare sia agendo sullo start sia a mano. Con la leva dell'elevatore si può, in qualunque momento, togliere il braccio dal disco, conservare la posizione e, riportando indietro la leva, ricollocarlo sul disco.

Regolazione della puntina

È sufficiente una lieve differenza della posizione della puntina, differenza che modifica la lunghezza del braccio, per aumentare le distorsioni. Ciò è dovuto al fatto che la posizione del braccio non è la stessa al principio e alla fine del disco.

Esiste una posizione ottimale, determinata geometricamente, che è, fra le altre, funzione della lunghezza del braccio e della distanza dal punto centrale del disco. Questa regolazione è stata accuratamente studiata per la speciale applicazione al MIRACORD 50 H. L'apparecchio è provvisto di un calibro col quale si può fissare con esattezza la posizione della punta onde ottenere la voluta condizione ideale (Fig. 5-16). D'altro canto, è possibile spostare la puntina longitudinalmente nella testina. La vite di regolazione (Fig. 5-17) consente di spostare avanti o indietro la puntina, in corrispondenza all'asse del braccio. La posizione ideale è raggiunta quando la puntina si trova esattamente sopra la punta del calibro.

Pulsante « Stop »

Sul telaio, a fianco di tre pulsanti di avviamento, c'è il quarto pulsante marcato « Stop ». Esso serve ad interrompere, in qualunque momento, l'audizione di un disco o di una pila di dischi. Se si preme il pulsante « Stop » durante l'audizione, il braccio si alza e torna al suo sostegno. Per riprendere l'audizione, si preme ancora sullo stop, ed in tal modo verrà ancora sonato il disco che si trova sul piatto. Volendo cambiare disco, si preme il pulsante adatto.

Torretta per la pila dei dischi

L'asta autoportante SA 73 = G.B.C. R/500 per dischi con foro centrale di 7 mm rappresenta una delle soluzioni più razionali per il cambio dei dischi. I dischi messi in pila posano su tre appoggi rientrabili. L'asta assicura la discesa senza operare sui dischi. A richiesta, viene fornita l'asta SA 383 = G.B.C. R/502 per il cambio dei dischi da 17 cm con foro centrale di 38 mm (Fig. 14).

Sospensione libera del telaio

Il telaio è appoggiato su 4 viti coniche con collare di plastica.
Le viti sono rivestite di gomma morbida per attutire le vibrazioni provocate da eventuali urti. La vite di rame, vicino ai pulsanti, è più dura delle altre tre. In questo modo il telaio rimane costantemente orizzontale. Nei trasporti, si manovrino gli appositi bloccaggi laterali di sicurezza. Tutti questi dati sono trascritti sul piano di foratura.

MANUTENZIONE

Il MIRACORD 50 H è un apparecchio robusto. Il motore e il supporto del piatto sono accuratamente ingrassati per cui possono funzionare a lungo senza cambio di lubrificazione. Tuttavia, in condizioni eccezionali come, per esempio, dopo un servizio prolungato in ambiente polveroso, conviene senz'altro pulire e lubrificare il MIRACORD. Affidate questo compito a un tecnico specializzato.

Si proceda con cautela per togliere il piatto quando si debba pulire la ruota intermedia, l'albero e il bordo interno del piatto.

Ogni minima traccia di sporcizia o di olio deve essere tolta. Quando la ruota intermedia diventa dura per qualunque motivo, basta applicare una goccia d'olio sul supporto.

Si usino solo oli speciali. Le tracce d'olio sul piatto o sull'asta vanno tolte con uno straccio imbevuto di spirito.

La puntina deve restare sempre protetta dalla polvere. I diamanti consentono, in media, mille ore d'audizione. Tuttavia, sono soggetti a lenta usura. Le puntine vecchie agiscono negativamente sul rendimento sonoro e danneggiano i solchi. Le puntine difettose devono essere sostituite immediatamente. Il cambio della puntina è facile: vedasi la figura 3, esempio con puntina ELAC STS 240 = G.B.C. R/1480.

RIPARAZIONI

Affidarsi, per eventuali riparazioni, solo a tecnici specializzati. Se l'apparecchio deve essere spedito, si usi l'imballaggio originale con i suoi spessori appositamente studiati, onde evitare i danni dei trasporti. La tabella seguente mostra i casi più semplici, per i quali si può intervenire direttamente.

Difetto	Causa	Rimedio
L'apparecchio non si muove	1 Manca la corrente	1 Inserire la presa e controllare che la tensione sia esatta
	2 Interruttore difettoso	2 Cambiare l'interruttore
	3 Motore difettoso	3 Cambiare il motore
Il braccio scivola sul disco	1 Puntina guasta	1 Cambiare la puntina
	2 Errata regolazione della pressione	2 Controllare il valore di pressione indicato dalla fabbrica della puntina e regolare secondo il par. 2.5
Irregolare velocità	1 Olio o sporcizia sulla puleggia	1 Pulire il bordo interno del piatto di gomma con alcool
	2 Anelli di gomma difettosi	2 Cambiare gli anelli
Altoparlante muto	1 Puntina difettosa	1 Cambiare la puntina
	2 Cordone difettoso	2 Controllare il cordone e sostituirlo se necessario
	3 Cattivo collegamento fra il meccanismo e l'amplificatore o il preamplificatore	3 Controllare i contatti fra la barretta del telaio e la guida di contatto del preamplificatore

Regolazione del punto di posa della puntina.

L'apparecchio esce già regolato dalla fabbrica con puntina ELAC. Se si monta un altro tipo di puntina, può rendersi necessaria una correzione.

Collegare l'apparecchio alla rete come descritto nel paragrafo 1.8; scegliere la velocità per mezzo dell'apposita leva (Fig. 1-2) e posare un disco sul piatto. Liberare il braccio (Fig. 12-12) manovrando la leva sulla posizione « verde ». Mettere in moto premendo il pulsante idoneo.

Il piatto gira, il braccio si alza dal supporto, oscilla verso il centro e si posa in corrispondenza del solco di avvio. Se necessario, correggere il punto di posa della puntina manovrando la vite con taglio 24 (Fig. 6-24) solidale allo zoccolo del braccio. Un giro di vite in senso orario sposta il punto di posa verso l'esterno; in senso antiorario, verso l'interno.

Pezzi di ricambio

Descrizione	N. Cat. G.B.C.	Figura
— Asta per pila di dischi con foro di 7 mm	R/500	11-6A
— Asta o torretta per pila di dischi con foro di 38 mm	R/500-2	14
— Asta corta	R/500-1	1-19
— Puleggia di trasmissione	R/528	15
— Copertura del piatto	R/560	16
— Braccio con contrappeso	R/550	17
— Castelletto del pick-up, nudo	R/516	19

ACCESSORI

Preamplificatore correttore di distorsione PV9 Catalogo G.B.C. R/240. Questo preamplificatore a transistor corregge la curva di risposta della puntina per una caratteristica media di registrazione del disco. Il suo impiego è necessario quando la tensione di uscita della puntina è insufficiente per effettuare il collegamento ad un apparecchio riproduttore al quale sia raccordato il pick-up. Il caso si verifica nella maggior parte degli apparecchi di controllo. Quando il MIRACORD 50 H è raccordato a un amplificatore fonografico stereofonico Hi-Fi con ingresso speciale per pick-up magnetico di debole sensibilità (10 mV) non serve intercalare il preamplificatore. Il montaggio del preamplificatore stereofonico ELAC PV9, G.B.C. R/240 (pezzo T della figura 10) si effettua senza difficoltà.

I collegamenti (entrata, uscita e rete) sono riuniti in una barretta. Nell'eseguire il montaggio — sotto il telaio — si ritira la barretta alla quale arrivano i fili della testina, il cordone del pick-up e quello della rete. In luogo di questa barretta si inserisce l'amplificatore con la sua barretta dei contatti: bloccare per mezzo di due viti Parker.

Caratteristiche tecniche

Alimentazione di rete:	c.a. 110/220 V 50-60 Hz
Consumo:	1,5 VA
Gamma di frequenze:	da 20 a 20000 Hz
Curva di risposta:	alla lettura del disco DGG 99105 (caratteristiche di registrazione 3180/318/50 μs) con una testina magnetica, la tensione di uscita è praticamente costante sull'intera gamma delle frequenze
Amplificazione a 100 Hz:	38 dB
Differenza di amplificazione fra i due canali:	1,5 dB
Tensione massima di uscita:	2,0 V
Fattore di distorsione con 2 V di tensione di uscita:	0,5%
Tensione parassita d'uscita con entrata in corto circuito:	1 mV
Differenza fra segnale e rimbombo in un apparecchio montato al livello di frequenza di 100 Hz e una velocità di deflessione di 1 cm/s con STS 240:	60 dB
Resistenza di carico per canale:	100 kΩ

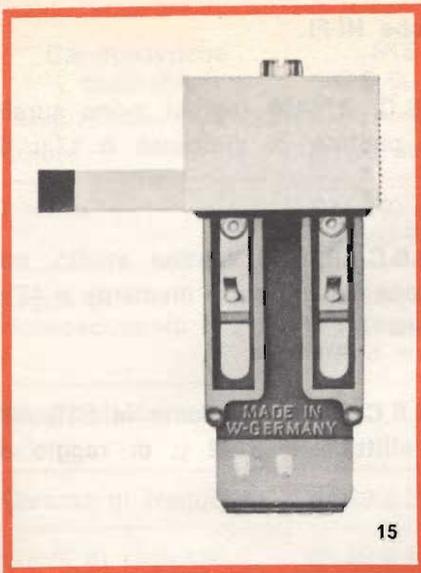
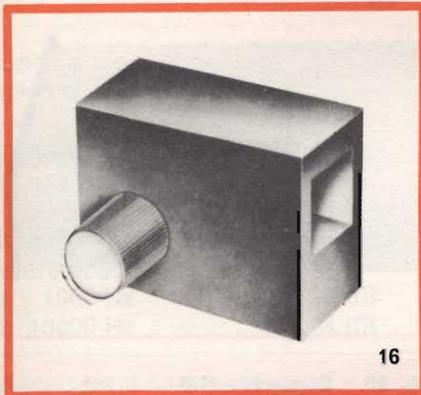
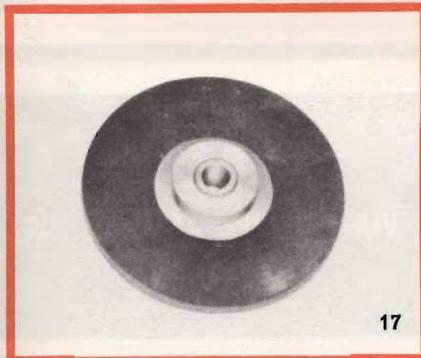
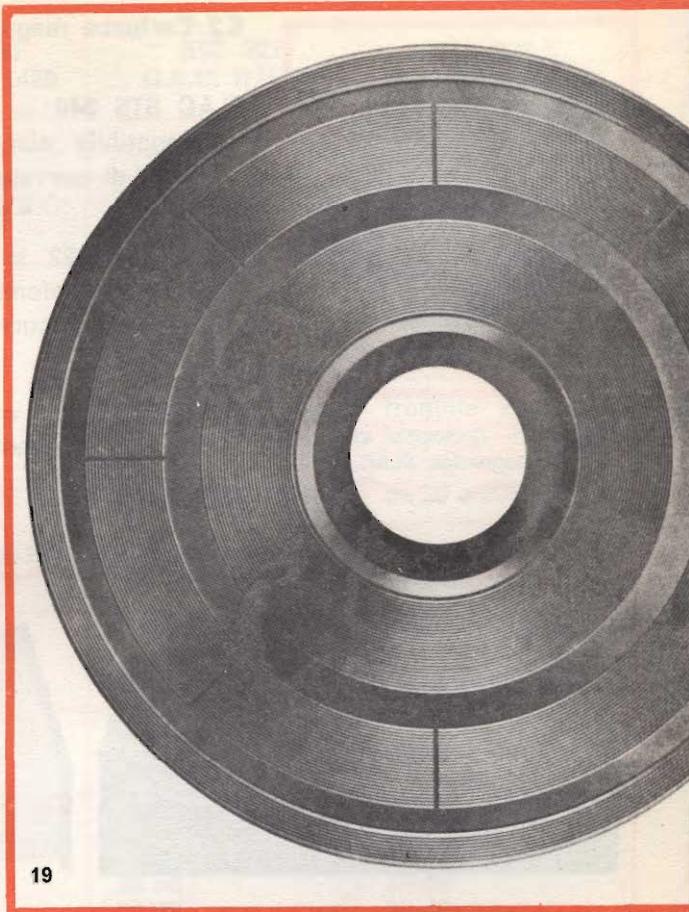



Fig. 15 - Puleggia di trasmissione.

Fig. 16 - Copertura del piatto.

Fig. 17 - Contrappeso del braccio.

Fig. 18 - Ammortizzatore per sospensione del motore.

Fig. 19 - Testina nuda.

6.2 Cartucce magnetiche HI-FI

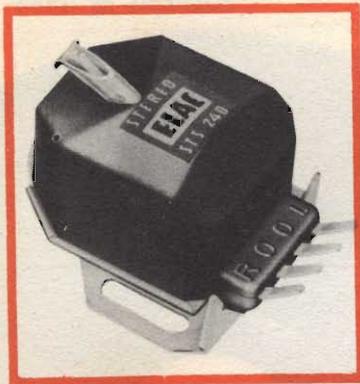



Fig. 20 - Cartuccia stereofonica magnetica ELAC.

ELAC STS 240 = G.B.C. R/1480 testina mono aurale compatibile con la puntina di diamante e 17 μ di raggio di curvatura

ELAC STS 322 = G.B.C. R/1481 testina studio, per dischi stereofonici, con la puntina di diamante e 13 μ di raggio di curvatura

ELAC STS 322E = G.B.C. R/1481-2 come la STS 322 ma con diamante ellittico e 5/22 μ di raggio di curvatura.

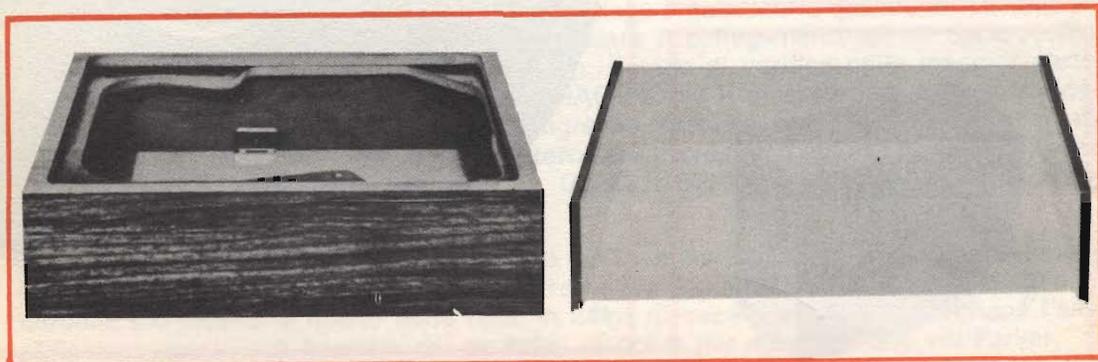



Fig. 21 - Mobile G.B.C. R/947-1.

Fig. 22 - Coperchio G.B.C. R/941.

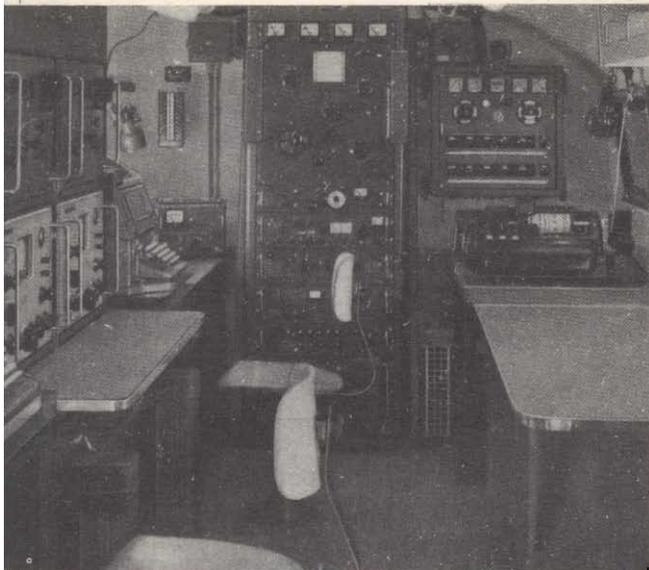
Caratteristiche tecniche	STS 240 G.B.C. R/1480	STS 322 G.B.C. R/1481	STS 322 E G.B.C. R/1481-2
Colore	grigio scuro	rosso	rosso
Puntina	DM 240 = G.B.C. R/1662-6	DM 322 = G.B.C. R/1662-8	DM 322 E=G.B.C R/1662-7
Segno di riconoscimento	estremità e interno grigio scuro	estremità e interno rosso	estremità rossa interno nero
Raggio di curvatura	17 μ	13 μ	frontale 22 μ laterale 5 μ
Gamma di frequenze	da 20 a 20000 Hz	da 20 a 20000 Hz	da 20 a 20000 Hz
Curve di risposta	da 20 a 15000 Hz ± 2 dB	da 20 a 20000 Hz ± 2 dB	da 20 a 20000 Hz ± 2 dB
Sensibilità per canale a 1000 Hz	$\frac{22 \text{ mV}}{10 \text{ cm/s}}$	$\frac{10 \text{ mV}}{10 \text{ cm/s}}$	$\frac{10 \text{ mV}}{10 \text{ cm/s}}$
Differenza fra i due canali a 1000 Hz	2,0 dB	1,5 dB	1,5 dB
Ammortizzamento diafonico a 1000 Hz a 10000 Hz	24 dB 24 dB	26 dB 20 dB	26 dB 20 dB
Resistenza ohmica per canale	circa 1000 Ω	circa 1000 Ω	circa 1000 Ω
Induttanza per canale	650 mH	650 mH	650 mH
Resistenza di carico per canale	da 35 a 51 kΩ	da 35 a 51 kΩ	da 33 a 51 kΩ
Limiti di pressione	2,5 max 4,5 p	1,5 max 3,0 p	1,5 max 3,0 p
Costanza statica di deflessione	$1{,}5 \cdot 10^{-2}$ p/μ	$0{,}83 \cdot 10^{-2}$ p/μ verticale e orizzontale	$0{,}83 \cdot 10^{-2}$ p/μ verticale e orizzontale
Elasticità adatta a dischi con errore d'angolo di pista verticale di 15°	$7 \cdot 10^{-4} \frac{\text{cm}}{\text{dina}}$	$12 \cdot 10^{-6} \frac{\text{cm}}{\text{dina}}$	$12 \cdot 10^{-6} \frac{\text{cm}}{\text{dina}}$
Connessione	Quadripolare: canale di destra, canale di sinistra, due conduttori di massa		

Z/272

filo diffusore

Questo filodiffusore G.B.C. con amplificatore incorporato si fa particolarmente apprezzare per qualità tecniche, estetica e praticità di funzionamento.
L'impiego di circuiti interamente transistorizzati, oltre a contenere le dimensioni dell'intero apparecchio entro limiti veramente ridotti ,ha permesso di raggiungere risultati tecnici di rilievo.

DATI TECNICI:

Risposta di frequenza: 150 ÷ 10000 Hz ± 2 dB. Potenza: 30 mW. Diafonia: ≥ 50 dB. Distorsione: < 1%. Rapporto segnale/disturbo: ≥ 50 dB. Differenza tra canali: < 3 dB. Imped. d'ingresso: 150 Ω bilanciati. Controllo volume. Altoparlante incorporato. Alimentaz.: 220 V. Mobile in legno pregiato. Dimensioni: 195x130x85.

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

COME DIVENTARE RADIOAMATORE

Se fra i numerosi nostri lettori molti sono i « radioamatori », maggiore è senz'altro il numero di coloro che manifestano il desiderio di dedicarsi a questo piacevole ed istruttivo hobby: ciò è ampiamente dimostrato dal fatto che i radioamatori, muniti di regolare licenza, ammontano ormai a parecchie migliaia e che il loro numero è in costante aumento.

Riteninamo perciò di far cosa grata agli uni e agli altri illustrando in un primo tempo le norme alle quali è necessario attenersi per ottenere la patente e la licenza di radioamatore per trattare, successivamente, argomenti tecnici che possano interessare più da vicino coloro che in tale attività sono già addentrati.

Definizione di servizio di radioamatore - Il regolamento delle Radiocomunicazioni di Ginevra definisce come servizio d'amatore un servizio di istruzione individuale, d'intercomunicazione e di studi tecnici effettuati da amatori, cioè da persone debitamente autorizzate che si interessano alla tecnica della radioelettricità a titolo unicamente personale e senza alcun interesse pecuniario.

Tale servizio non è da confondere con quello delle **Stazioni Sperimentali** le quali utilizzano le onde radioelettriche per delle esperienze interessanti il progresso della scienza e della tecnica e nelle quali non sono previste le stazioni di radioamatore (art. 1, parag. 83 Reg. Com.).

Tutti coloro che desiderano iniziare l'attività di Radioamatore possono rivolgersi alla **A.R.I.** (Associazione Radiotecnica Italiana) con sede a Milano, Viale Vittorio Veneto 12, che dispone di un centinaio di filiali nelle principali città italiane e dalla quale potranno avere tutte le informazioni del caso.

NORME PER LA CONCESSIONE DI LICENZE PER L'IMPIANTO E L'ESERCIZIO DELLE STAZIONI DI RADIOAMATORE

Per ottenere la concessione per l'impianto e l'esercizio di una stazione di radioamatore occorre presentare al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, domanda in carta da bollo contenente i seguenti dati:

a) Nome, cognome, data e luogo di nascita. Per i minori di 18 anni il nome di chi esercita la patria potestà.

b) Domicilio dell'interessato dove sarà installata la stazione.

c) Indicazione del luogo esatto dove sarà installata la stazione.

d) Estremi della patente di radioamatore.

e) Dichiarazione del richiedente di attenersi alle norme di esercizio e di impianto previste o emanate successivamente dal Ministero.
Inoltre dovranno allegarsi i seguenti documenti:

1) Dichiarazione dell'ufficio anagrafe dal quale risulti il cognome, il nome, la data di nascita e la residenza.

2) Per i minori di 21 anni dichiarazione, resa davanti alle competenti autorità, da parte di chi esercita la patria potestà, di consenso e di assunzione delle responsabilità civili connesse all'impianto ed all'esercizio della stazione di radioamatore.

3) Planimetria dell'abitazione privata, con l'indicazione del luogo dove sarà installato il trasmettitore, la via ed il numero civico.

4) Descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto, con l'indicazione della potenza erogata dal trasmettitore.

5) Ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso.

6) Ricevuta di versamento della tassa di concessione prevista dal n. 229 della tabella allegata al Decreto 1° marzo 1961 n. 121.

NORME PER LA CONCESSIONE DELLA LICENZA

Il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni si riserva la facoltà di accordare o negare, a proprio giudizio insindacabile, la concessione per l'impianto e la gestione di stazioni di radioamatori. Comunque tale concessione non può essere accordata a chi non sia in possesso della cittadinanza italiana, o rappresenti sudditi stranieri o Stati esteri pur essendo cittadino italiano.

La concessione è negata in ogni caso:

a) A chi abbia riportato condanne per delitti contro personalità dello Stato, per diserzione in tempo di guerra o per reati comunque connessi con l'esercizio della attività radioantistica anche se è intervenuta sentenza di riabilitazione.

b) A chi ha riportato una condanna superiore a tre anni per delitto non colposo e non abbia ottenuto la riabilitazione. A chi è sottoposto alla ammonizione, a misure di sicurezza personale od è dichiarato delinquente abituale.

La concessione per l'esercizio della stazione è subordinata al possesso della patente di radioamatore di cui all'articolo seguente ed al versamento del canone annuo di lire 3.000 per licenza di esercizio di 1ª classe, L. 4.000 per quella di 2ª classe e L. 6.000 per quella di 3ª classe.

PATENTE DI OPERATORE

Le patenti di operatore di stazione di radioamatore sono di tre classi corrispondenti alle potenze massime di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore, rispettivamente di 50, 150 e 300 Watt. Il possesso della sola patente non dà facoltà di esercire stazioni di radioamatore.

Gli esami di idoneità per conseguire la patente di radioamatore consiste-

ranno nella dimostrazione di possedere sufficienti cognizioni tecnico-pratiche riguardanti il funzionamento e la messa a punto degli impianti stessi e la pratica capacità a ricevere e trasmettere in codice Morse alla velocità corrispondente alla classe della patente richiesta.

Per ottenere la patente di operatore occorre rivolgere domanda al Ministero delle PP.TT. in carta legale da L. 400 specificando la classe richiesta ed allegando: due fotografie di cui una legalizzata, l'attestazione del versamento di L. 500 sul CCP 1/11440 intestato alla Direzione Prov. P.T. di Roma Proventi servizi radioelettrici, quale tassa d'esame, una marca da bollo da L. 400, dichiarazione cumulativa dell'ufficio anagrafico.

Gli esami hanno luogo in due sezioni distinte maggio e ottobre (o novembre) nelle sedi di Circolo Costruzioni di Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia e Verona.

NORME E PROGRAMMA D'ESAME PER LA PATENTE DI RADIOAMATORE

Gli esami per il conseguimento della patente di radio operatore consistono in una prova scritta sul « programma » nonchè in prove pratiche di trasmissione e ricezione radiotelegrafica auricolare in codice Morse alla velocità di 40 caratteri al minuto per le patenti di 1ª classe, 60 caratteri al minuto per quelle di 2ª classe e 80 caratteri al minuto per quelle di 3ª classe. Il testo della prova pratica dovrà essere facilmente leggibile. Il computo degli errori sarà fatto in conformità dei seguenti criteri:

Ogni segnale (lettera, cifra o segno di punteggiatura) ricevuto o trasmesso erroneamente conterà un errore.
Se in una parola ricevuta o trasmesse vi sono più errori se ne conteranno sempre due.

Ogni parola omessa nella ricezione o nella trasmissione sarà calcolata per due errori. Le parole illeggibili saranno considerate come omesse.

La prova scritta consisterà in un questionario contenente una serie di domande su questioni tecniche, compreso qualche schema e qualche operazione aritmetica, e su norme legislative, regolamentari e di esercizio sul servizio rt internazionale. Per tale prova sono concesse tre ore.

PROGRAMMA DI ESAME PER LA PATENTE DI RADIOAMATORE

Elettrologia ed elettrotecnica - Carica elettrica - campo elettrico - capacità elettrica e condensatori - unità di misura della capacità - differenza di potenziale - forza elettromotrice e relativa unità di misura - corrente continua - Legge di Ohm - resistenza elettrica - unità di misura della corrente - unità di misura della resistenza - effetti della corrente elettrica - pile ed accumulatori - induzione elettromagnetica e relative leggi - mutua induzione - induttanza - correnti alternate - periodo - ampiezza - valore medio - valore efficace - pulsazioni.

Legge di Ohm in corrente alternata - sfasamento tra tensione e corrente - potenza apparente - potenza effettiva - fattore di potenza. Correnti non sinusoidali armoniche - effetti fisiologici della corrente - norme di protezione - norme di soccorso - trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura - amperometri - voltmetri - wattmetri.

Radiotecnica - Telegrafia - Telefonia - Resistenza, induttanza, capacità concentrate - resistenza, induttanza e capacità distribuite - comportamento dei

circuiti comprendenti delle resistenze, delle induttanze e delle capacità al variare della frequenza - risonanza elettrica - risonanza in serie ed in parallelo in un circuito - risonanza di due circuiti accoppiati - tubi elettronici - vari tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioelettriche trasmittenti e riceventi - principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegrafici e radiotelefonici e dei relativi aerei.

Tipi di emissioni radioelettriche - nozioni principali sulla propagazione delle onde elettriche in funzione della loro lunghezza - ondametri - nozioni di telegrafia e telefonia - telegrafo Morse - microfono - telefono - altoparlante.

REGOLAMENTO INTERNAZIONALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

Stazione di amatore - frequenza assegnata ad una stazione - larghezza di banda occupata da una emissione - tolleranza di frequenza - potenza di un trasmettitore - designazione delle emissioni - classi - larghezza di banda - nomenclatura delle frequenze - regole generali d'assegnazione ed impiego delle frequenze. Divisione nel mondo in regioni - bande di frequenza tra 10 a 10.500 MHz assegnate ai radioamatori nelle regioni, 1, 2 e 3.

Disturbi ed esperimenti - procedura contro i disturbi - rapporto sulle infrazioni - scelta degli apparecchi - qualità delle emissioni - controllo internazionale delle emissioni - nominativi - segreto - licenza - stazioni d'amatore - abbreviazioni e codice Q.

Possono essere esonerati dall'obbligo dell'esame coloro che sono in possesso del Brevetto Internazionale di RT o di altri diplomi e certificati attestanti la conoscenza della telegrafia oltre ai grandi invalidi di guerra ed agli specializzati radio delle varie armi.

Esamineremo prossimamente alcune delle norme tecniche che regolano l'impianto delle stazioni per radioamatori.

SCHEMI ELETTRICI PER RADIOAMATORI

In figura 1 riportiamo lo schema di un buon oscillatore a valvola che consente di effettuare esercitazioni in telegrafia, con il codice Morse, alimentando un altoparlante o una diecina di cuffie.

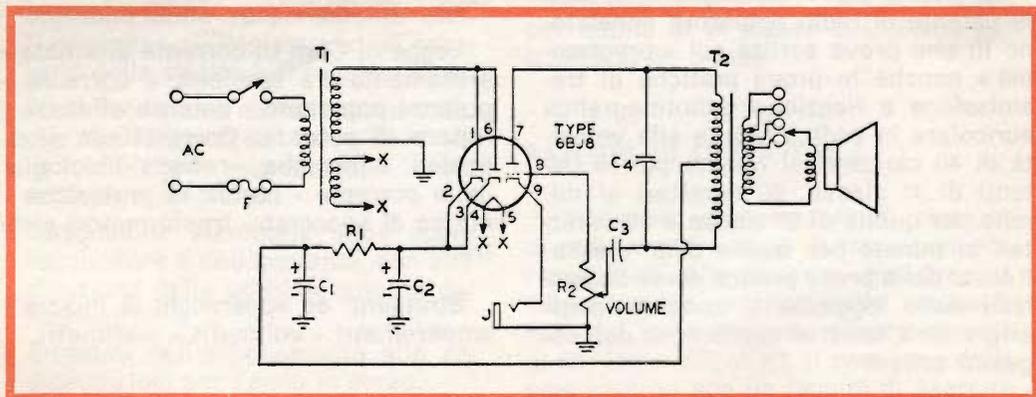



Fig. 1 - Schema di oscillofono per esercitazioni MORSE tipo a valvola.

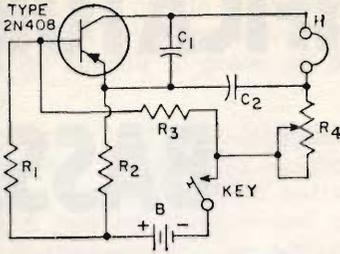



Fig. 2 - Schema di oscillofono a transistor.

La valvola usata è del tipo 6BJ8, il trasformatore di alimentazione, con primario ad alimentazione universale o a 220 Volt, deve fornire al secondario la tensione di 125 V 15 mA e 6,6 V 0,6 per il filamento.

Il valore degli altri componenti è il seguente: C1 = C2 = 32 µF elettrolitico 200 V (G.B.C. B/573). C3 = = 0,001 µF carta 200 V e C4 0,03 µF carta 200 V (ambedue della serie G.B.C. B/196). R1 = 1500 ohm 1 Watt (G.B.C. D70-2); R2 = 0,1 Mohm 1/2 W potenziometro (G.B.C. D-232). T2 = Trasformatore di uscita adatto alla valvola e all'altoparlante usato. F = fusibile. J = jack per l'inclusione del tasto.

In figura 2 è visibile lo schema di un altro oscillatore per esercitazioni Morse, costruito con un transistore e facilmente realizzabile. In esso si fa uso di un transistore 2N408. L'alimentazione è fornita da una batteria che fornisca una tensione compresa fra 1,5 V e 4,5 V a seconda la potenza di uscita richiesta. Il valore degli altri componenti è il seguente: C1 = C2 = 0,01 µF 150 V (G.B.C. B/180); R1 = 2.200 ohm 1/2 W (G.B.C. D/54-2); R2 = 27.000 ohm 1/2 W (G.B.C. D/54-2); R3 = 3.000 ohm 1/2 W (G.B.C. D/54-2); R4 = 50.000 ohm 1/2 W potenziometro controllo di volume (G.B.C. D/295); Cuffia da 2.000 ohm (G.B.C. P/316).

UK 30 AMPLIFICATORE BASSA FREQUENZA

Questo amplificatore di alta qualità a 3 transistori, si presta ad applicazioni singole: amplificazione di microfoni, radio, giradischi, registratori, interfonici, ecc. e di assieme: per realizzare i due canali nell'amplificazione stereofonica di radio, giradischi, registratori stereo, oppure come componente di rapido montaggio da inserire in progetti più estesi.

Il segnale proveniente dalla sorgente viene regolato di intensità dal potenziometro di ingresso, che agisce quindi come comando di volume, e viene inviato con accoppiamento capacitivo tramite C_1 alla base del transistore preamplificatore Tr1. La sensibilità di ingresso dell'intero circuito è assai elevata, cosicché è possibile utilizzare l'amplificatore anche con sorgenti deboli come le cartucce magnetiche, le quali forniscono pochi mV.

Il segnale viene trasferito con accoppiamento diretto a Tr2 che è polarizzato a collettore comune, e da qui alla base di Tr3 tramite la capacità C_2; il partitore R_4-R_5 stabilisce la polarizzazione di base di questo transistor finale. Questo tipo di accoppiamento permette di ottenere un'ampia risposta di frequenza, lineare da 80 a 10.000 Hz.

L'uscita del transistore Tr3 è a bassa impedenza e consente il collegamento diretto di un altoparlante di uso comune con impedenza $4 \div 8\,\Omega$.

L'alimentazione avviene tramite batteria di 6 V; la potenza ottenibile in uscita raggiunge all'incirca il valore di 0,5 W.

Montaggio dei componenti

La disposizione dei componenti è indicata in figura 2, il loro fissaggio va eseguito nella maniera seguente:

Piegate a L e sullo stesso piano i due terminali delle resistenze e dei condensatori a circa 4 mm dal corpo, ed infilateli negli appositi fori del circuito stampato. Man mano che si inserisce un componente, divaricare i terminali che escono sull'altra faccia del circuito stampato e tagliarli a circa 5 mm dal piano.

Si passa quindi alla saldatura: appoggiare l'estremità del filo di stagno sulla superficie in rame del circuito

stampato e contro il terminale da saldare; toccarlo per un breve istante con la punta del saldatore, lo vedrete liquefarsi ed aderire al piano ed al terminale.

Preparate i fili di collegamento per i componenti esterni, di lunghezza opportuna, spellateli ad un estremo per circa 5 mm ed infilateli nei rispettivi fori contrassegnati con lettere maiuscole come mostrato in figura 2, piegate i terminali uscenti e saldateli nel modo già descritto.

Come già fatto per le resistenze, infilate i terminali dei vari transistor negli appositi fori sul circuito stampato contrassegnati rispettivamente dalle lettere: c (collettore), b (base), e (emettitore). Non spingete a fondo il transistor, è bene lasciare circa 5 mm di aria tra esso e la piastra.

Il fissaggio del transistor di potenza Tr3 sul circuito stampato viene effettuato con 2 viti infilate negli appositi fori con 2 ranelle dentellate di bloccaggio e 2 dadi dalla parte metallizzata del circuito stampato. La disposizione dei fori e dei terminali permette il montaggio nella sola posizione corretta.

Collegate, come indica la fig. 2, il filo A al terminale centrale di un potenziometro da 10 kΩ (tipo G.B.C. D/197-202) ed il filo B ad uno dei suoi terminali esterni.

A ciascuno dei due terminali esterni saldate un nuovo pezzo di filo; questi due fili costituiranno l'ingresso del vostro amplificatore di cui il filo proveniente da B è il lato di massa.

L'uscita del vostro amplificatore è costituita dai fili E-D, ad essi collegate un altoparlante con impedenza da 4 a 8 Ω. Prima di collegare l'alimentazione, controllate che non si siano fatti errori. Collegate i fili C al + (positivo) ed F al — (negativo) di una batteria da 6 V, oppure di un alimentatore.

Se desiderate aggiungere un'interruttore, potete inserirlo tra il punto F ed il polo negativo della batteria.

Applicazioni

Le particolari caratteristiche di questo amplificatore: piccola potenza, grande sensibilità e la possibilità di alimentarlo a batteria con tensioni di 6 V, oppure anche da 12 V inserendo in se-

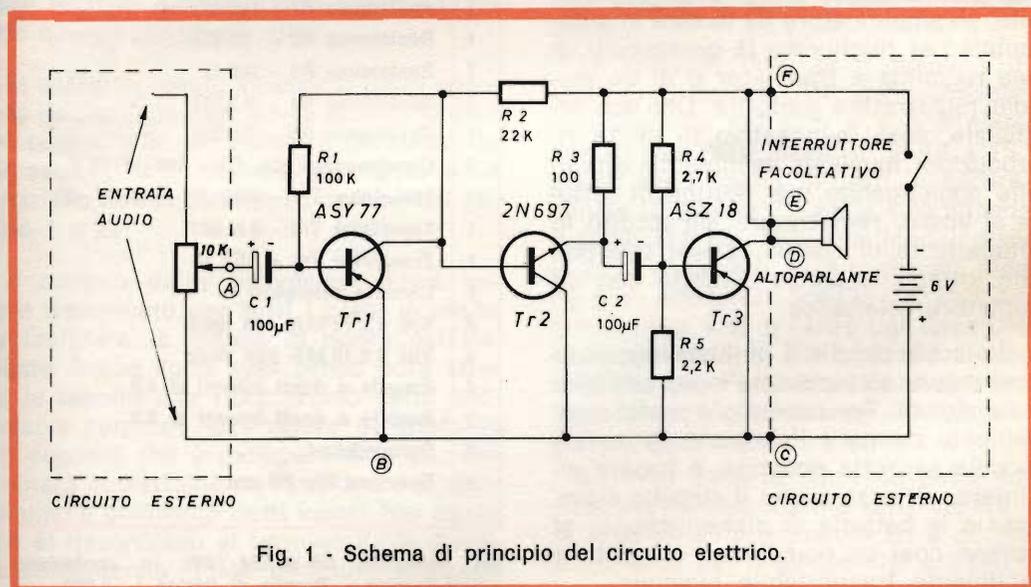



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

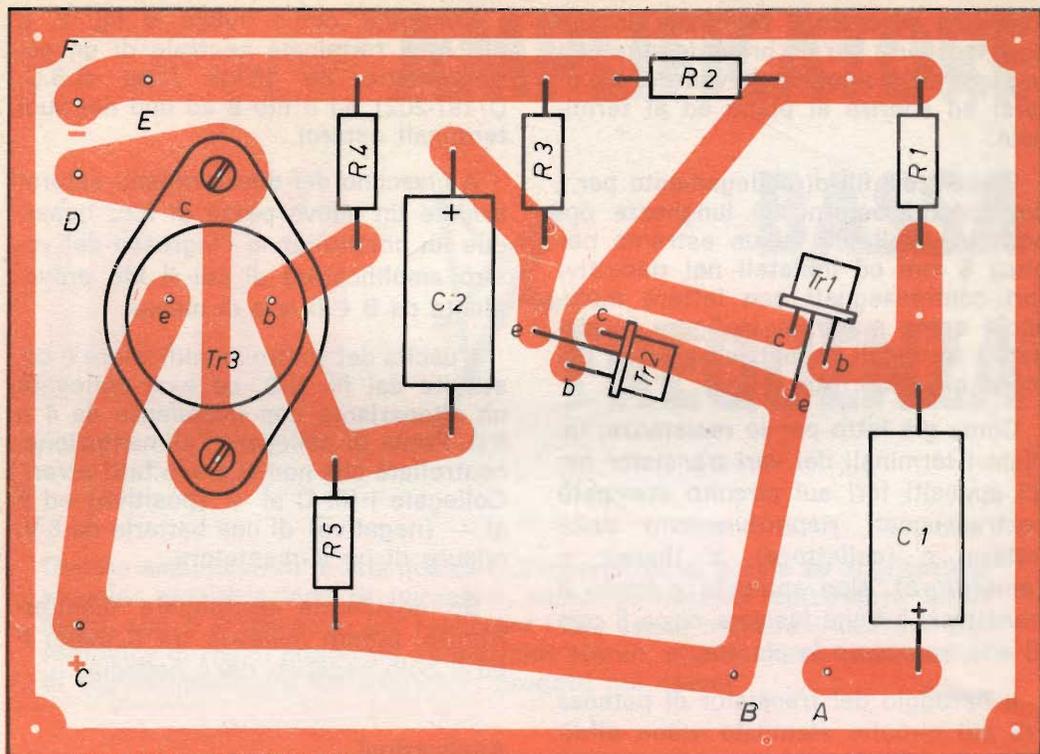



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

rie una resistenza da circa 20 Ω - 2 W, lo rendono utile nei più svariati impieghi: dalla fonovaligia mono e stereo con testina piezo o a riluttanza variabile, all'amplificatore da fissare in automobile per migliorare le prestazioni di una radiolina a transistor o di un piccolo registratore portatile. Dall'eco artificiale, assai suggestivo in molte riproduzioni musicali, facilmente ottenibile aggiungendo una testina di lettura al vostro registratore, all'ascolto in altoparlante di comunicazioni telefoniche, ottenibile senza contatto con un captatore telefonico.

Il piccolo peso e il limitato ingombro consentono sistemazioni molto pratiche e funzionali. Per esempio è molto conveniente montare l'altoparlante in una piccola cassetta acustica, e fissare all'interno di essa anche il circuito stampato e la batteria di alimentazione; si ottiene così un complesso elegante e facilmente trasportabile ovunque.

N.	Descrizione
1	Resistenza R1 - 100 kΩ
1	Resistenza R2 - 22 kΩ
1	Resistenza R3 - 100 Ω
1	Resistenza R4 - 2,7 kΩ
1	Resistenza R5 - 2,2 kΩ
2	Condensatori C1, C2 - 100 µF/15 V
1	Transistor Tr1 - ASY 77 (o ASY 48)
1	Transistor Tr2 - 2 N 697
1	Transistor Tr3 - ASZ 18
1	Circuito stampato
2	Viti 4 x 10 MA con dado
4	Viti 3 x 15 MA con dado
4	Ranelle a denti interni Ø 4,2
2	Ranelle a denti interni Ø 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo 50 cm

Kit completo UK 30-SM/1020 in confezione « Self-Service ». Prezzo di listino L. 5.500.

SERVIZIO RADIO - TV

a cura di P. Soati

GLI IMPIANTI DI RICEZIONE OC, FM e TV

III Parte

PREMESSA

Dovendo realizzare un impianto per la ricezione centralizzata dei programmi televisivi, in un edificio di nuova costruzione, occorre in primo luogo rendersi conto del valore dei segnali in arrivo, e della relativa qualità, tanto per il canale **VHF** quanto per quello **UHF**.

In secondo luogo, valendosi dello spaccato dell'edificio che dovrà essere fornito dal progettista, si fisserà il percorso da far seguire alla **colonna montante** e la posizione delle cassette di derivazioni (figure 1 e 2).

Il numero delle derivazioni dovrà essere uniformato per tutti i piani in modo da facilitare la messa in opera dell'impianto. Infine dopo aver preso nota (trami le tabelle che riporteremo nelle successive puntate), del valore di intensità del segnale che è indispensabile per alimentare correttamente l'impianto, si metteranno a confronto detti valori con quelli che si riscontrano al termine della discesa dell'antenna, (cioè al futuro ingresso dell'amplificatore) in modo da stabilire il grado di amplificazione necessario.

GENERALITÀ SULL'IMPIANTO

1) Le antenne saranno fissate su un sostegno verticale, che dovrebbe essere costituito da un solo elemento, messo a terra in modo sicuro e controventato, con uno o due ordini di venti, a seconda della sua altezza e delle condizioni locali di vento.

Le antenne, una per il canale VHF ed una per il canale UHF, generalmente saranno scelte del tipo a 4 o 5 elementi per i canali VHF bassi e da 10 a 15 elementi per i canali più alti, a partire dal canale D, (figura 3). Se la loro impedenza è di 300 Ω il raccordo alla linea di discesa, in cavo coassiale, sarà realizzato mediante due adattatori 300/75 Ω, uno adatto per la linea VHF e l'altro per linea UHF. Il cavo coassiale da 75 Ω (o da 6 Ω qualora si preferisca l'uso di un cavo avente tale impedenza) dovrà essere del tipo a minima perdita.

2) Alla base di ciascuna delle due linee, che saranno tenute separate fra loro, si inserirà un attenuatore da 6 dB, tarato a 200 MHz, per il canale VHF e a 500 MHz per il canale UHF.

Questi due attenuatori, collocati in un

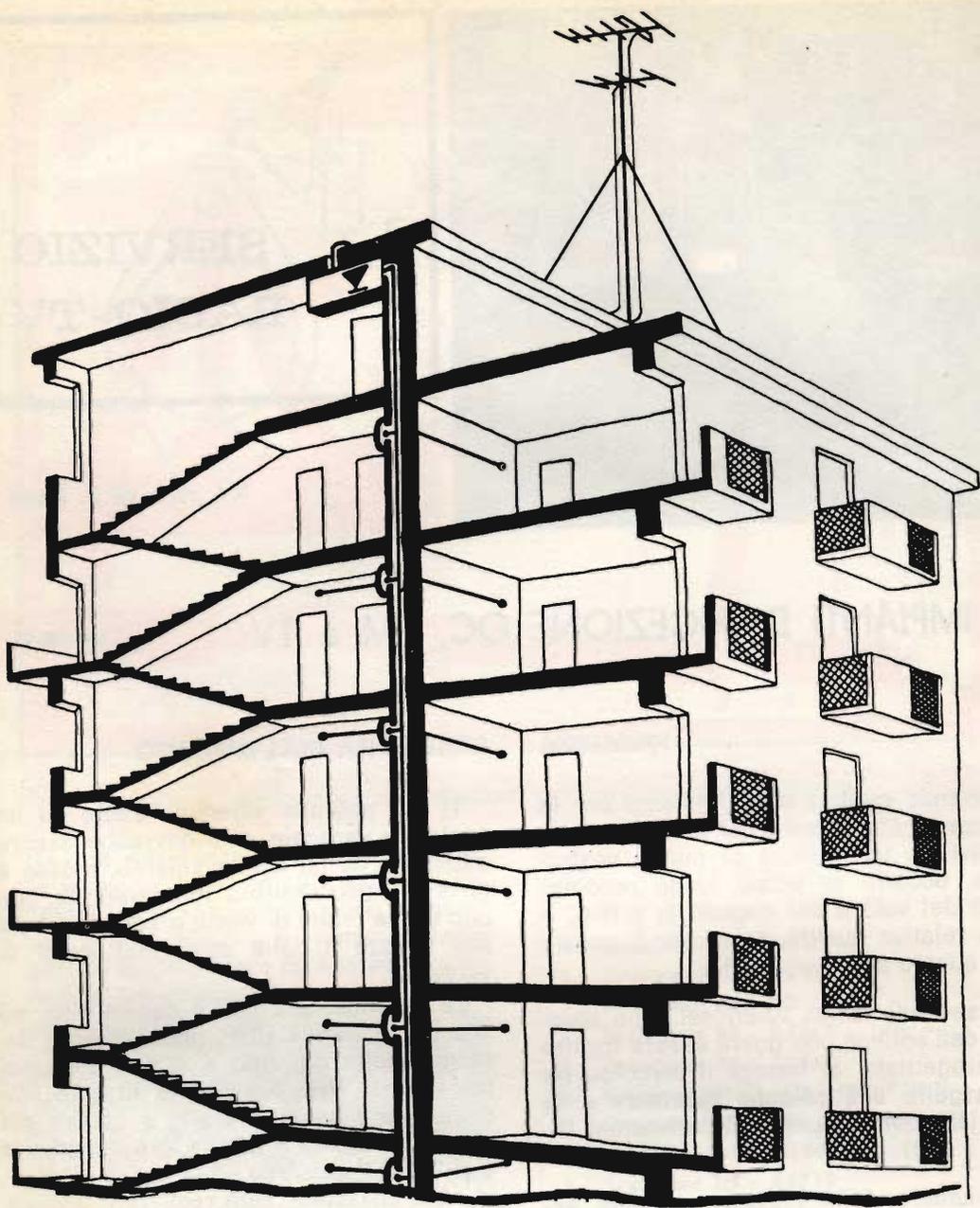
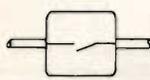
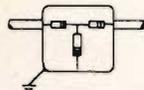



Fig. 1 - Schema di una colonna montante.

luogo protetto dalle intemperie atmosferiche, saranno raccordati all'ingresso degli amplificatori mediante uno spezzone di cavo lungo 2 metri. Le linee di discesa delle antenne facenti capo all'ingresso dei due attenuatori, dovranno essere lasciate, a loro volta, più lunghe di 2 metri allo scopo di consentire l'eventuale collegamento diretto con gli amplificatori (figura 4 e 5).

COLONNA MONTANTE	
	Linea di raccordo tra le scatole per derivazioni poste ai singoli piani Cavo coassiale { Valore di attenuazione 16 ÷ 20 decibel per 100 m a 500 MHz; valore di impedenza 75 ohm
	Canalizzazioni in tubo metallico o plastico nel caso di impianti incassati **Gaffette** di fissaggio a muro per cavi posati allo scoperto
	Resistenze antinduttive tipo ad impasto 1/4 ÷ 1/2 Watt - tolleranza sul valore ± 10% a 500 MHz - collegamenti più corti possibile
	D/ = Scatole per derivazioni sulla colonna montante **D/** = intermedia **D/-T** = terminale
	Linea di raccordo tra le scatole **D/** e quella **Sg** posta nell'interno dell'alloggio Cavo coassiale { Valore di attenuazione 16 ÷ 20 decibel per 100 m a 500 MHz; valore di impedenza 75 ohm
	Sg = Scatola di giunzione della colonna montante alla derivazione nell'alloggio
DERIVAZIONI	
	Linea di raccordo alle prese nell'alloggio Cavo coassiale { Valore di attenuazione 16 ÷ 20 decibel per 100 m a 500 MHz; Valore di impedenza 75 ohm
	Canalizzazioni in tubo metallico o plastico nel caso di impianti incassati **Gaffette** di fissaggio a muro per cavi posati allo scoperto
	Resistenze antinduttive tipo ad impasto 1/4 ÷ 1/2 Watt - tolleranza sul valore ± 10% a 500 MHz - collegamenti più corti possibile
	Sd = Scatola per derivazioni all'interno dell'alloggio
	Presa a muro per cavo coassiale = Indicazione { generica **TV** = **Presa** per televisione; dettaglio **P/** = **Presa** intermedia; **P/-T** = **Presa** terminale
	Cordone di raccordo al televisore completo o di { **I/VHF** = **Adattatore di impedenza** 75/300 ohm - tipo per **VHF** - larga banda nel caso di impianti con convertitore **UHF/VHF** o di { **Dm** = **Demiscelatore** dei canali **TV/, TV/VHF, TV/UHF,** ricevuti su unica linea nel caso di impianti con distribuzione del canale **TV/UHF**
	Attenuatore da porre sui morsetti di ingresso del ricevitore nel caso di segnali troppo forti
Gli schermi dei cavi coassiali vanno collegati metallicamente tra loro **Il percorso dei cavi deve seguire la linea più breve possibile**	

GAMMA VHF

Limiti di frequenza di ciascun canale in Mc/s — Sigla del canale

Mc/s	Canale	Banda
209-216	H/TV	banda III (174-216)
200-207	G/TV	banda III
191-198	F/TV	banda III
182.5-189.5	E/TV	banda III
174-181	D/TV	banda III
87.5-104	M F	banda II (88-104)
81-88	C/TV	
61-68	B/TV	banda I (40-68)
52.5-59.5	A/TV	banda I
40-47	F.I.	banda I

Scala: 30 - 100 - 200 - 300 Mc/s; limiti: 40, 47, 52,5, 68, 81, 88, 104, 174, 216

GAMMA UHF

Limiti di frequenza di ciascun canale in Mc/s — Sigla del canale

Mc/s	Canale
574-581	34
566-573	33
558-565	32
550-557	31
542-549	30
534-541	29
526-533	28
518-525	27
510-517	26
502-509	25
494-501	24
486-493	23
478-485	22
470-477	21

banda IV (470-582)

Scala: 300 - 400 - 500 - 600 - 3000 Mc/s

Fig. 3 - Gamme, bande e canali TV.

IMPIANTO DI DISTRIBUZIONE VHF/UHF

IMPIANTO DI DISTRIBUZIONE DIRETTA VHF/UHF

IMPIANTO DI DISTRIBUZIONE DIRETTA VHF/UHF

Colore della fascia	I fascia	II fascia	III fascia	IV fascia
Argento	0	0	X 0.01	÷ 10%
Oro	0	0	X 0.1	÷ 5%
Nero	0	0	X 1	Se manca la IV fascia tolleranza sul valore ÷ 20%
Marrone	1	1	X 10	
Rosso	2	2	X 100	
Arancione	3	3	X 1000	
Giallo	4	4	X 10000	
Verde	5	5	X 100000	
Azzurro	6	6	X 1.000.000	
Violetto	7	7	X 10 milioni	
Grigio	8	8	X 100 milioni	
Bianco	9	9	X 1000 milioni	

3) L'uscita dell'attenuatore dovrà essere collegata ad uno dei seguenti amplificatori VHF, a seconda del guadagno che si desidera ottenere:

40 dB - tensione massima in ingresso 6.000 μV/75 Ω, guadagno tensione 100
30 dB - tensione massima in ingresso 20.000 μV/75 Ω, guadagno tensione 30
20 dB - tensione massima in ingresso 50.000 μV/75 Ω, guadagno tensione 10.

Fig. 7 - Resistenze per impianti centralizzati VHF/UHF.

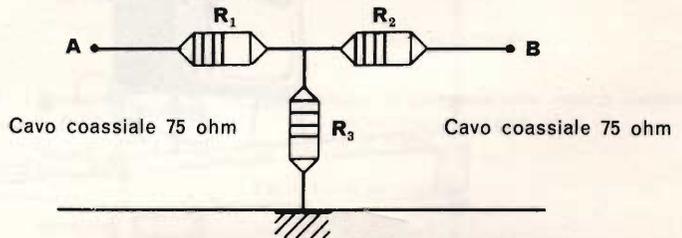
Fig. 8 - Attenuatori VHF/UHF.

ATTENUATORI PER CAVO COASSIALE

A — R_1 — R_2 — B

R_3

Cavo coassiale 75 ohm

Cavo coassiale 75 ohm

VA = μV su 75 ohm

VB = μV su 75 ohm

Attenuazione in db	Attenuazione in %	R_1	R_2	R_3	tensione in μV VA	tensione in μV VB
3,5 db	33 %	15	15	180	1410	1000
6 db	50 %	25	25	100	2000	1000
8 db	60 %	33	33	75	2500	1000
14 db	80 %	47	47	33	5000	1000
20 db	90 %	60	60	15	10000	1000

L'uscita dell'attenuatore UHF sarà invece collegata ad uno dei seguenti amplificatori UHF, sempre a seconda del guadagno desiderato:

30 dB - tensione massima in ingresso 15.000 μV/75 Ω guadagno tensione 30
20 dB - tensione massima in ingresso 45.000 μV/75 Ω guadagno tensione 10.

4) Il miscelatore VHF/UHF dovrà essere collegato all'inizio della colonna montante. Il suo valore di impedenza sarà di 75 Ω sia in ingresso che in uscita. Il valore del segnale max in ingresso, su ambedue i canali, non dovrà superare i 450 mila μV. La massima perdita ammessa è di 0,5 dB per VHF ed 1 dB per UHF.

5) La colonna montante sarà costituita da cavo coassiale a minima perdita la cui attenuazione massima non dovrà superare i 18 dB per 100 metri, a 500 MHz.

6) In ogni piano la colonna montante farà capo alle cassette di derivazione le quali dovranno avere le minime dimensioni possibili mentre le resistenze usate saranno scelte del tipo ad impasto, antinduttive, da $^1/_4$ o $^1/_2$ W.; tolleranza ± 10%.

Da ciascuna cassetta di derivazione avrà origine la derivazione che serve da raccordo con la presa (o le prese) e che dovrà essere effettuata con lo stesso tipo di cavo coassiale.

Naturalmente si possono prevedere più canalizzazioni, per più derivazioni, a ciascuna delle quali fa capo una presa che può essere di transito o terminale.

7) Alla presa farà capo il cordone di raccordo con i morsetti di antenna del televisore, costituito da uno spezzone da cavetto coassiale, che non dovrà superare la lunghezza di metri 1,50 completo di demiscelatore VHF/UHF con valore di impedenza ingresso di 75 Ω (oppure 60 Ω) ed in uscita a 300 o 75 Ω a seconda del valore d'impedenza di ingresso del televisore, (figura 6).

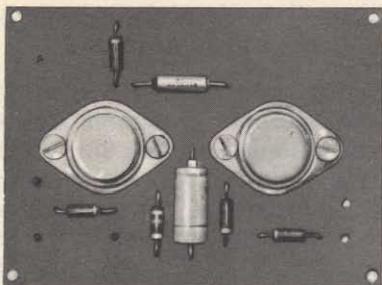
In figura 7 riportiamo il codice relativo alle resistenze antinduttive ad impasto che si usano comunemente negli impianti centralizzati VHF/UHF. Da tenere presente che il valore di resistenza indicato su ogni resistore è in corrente continua. Per le frequenze altissime ed ultra elevate non si può trascurare la lunghezza dei collegamenti e la capacità ripartita: fino a 250 MHz si deve ritenere valida una riduzione sul valore compresa fra il 5 ed il 10%, fino a 1.000 Ω. Per la gamma UHF è indispensabile l'uso di resistenze il cui valore sia garantito a 500 MHz. I collegamenti non dovranno superare la lunghezza di 8 millimetri.

Infine in figura 8 riportiamo lo schema ed i dati relativi gli attenuatori per cavo coassiale a 75 Ω. Il Valore di R1, R2 e R3 è espresso in Ω.

(segue)

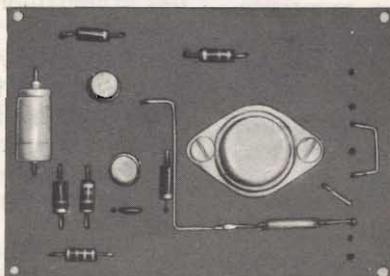
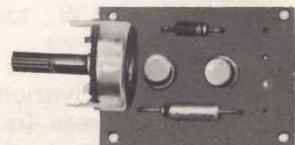
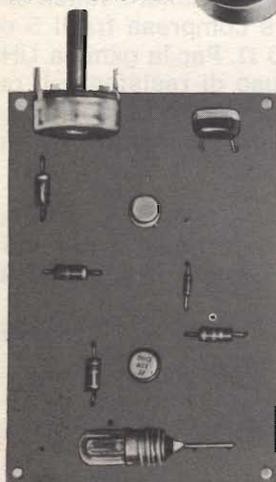
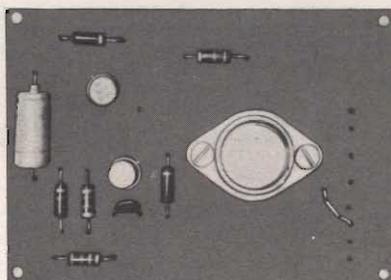
L'olografia è un artificio che permette di ottenere su una comune lastra fotografica una perfetta immagine tridimensionale; ciò è possibile usando per l'impressione e la successiva visione della fotografia una sorgente di luce corrente, cioè costituita da raggi paralleli ed aventi la stessa lunghezza d'onda.
Il principio, scoperto già una ventina di anni fa dall'inglese Gaber, rimase per parecchio tempo quasi sconosciuto proprio per la difficoltà di trovare una sorgente di luce coerente adatta a produrre risultati soddisfacenti. Il problema è stato risolto negli ultimi anni con i laser, che sono perfettamente adatti allo scopo.
Un fascio di luce laser viene mandato a colpire il soggetto, a riflettersi su uno specchio e da qui ad incidere su una lastra fotografica, dove appaiono fissate delle striature anziché l'immagine convenzionale. Per rivelare ciò che si è olografato è necessario illuminare di nuovo la lastra col laser; in questo caso, osservando la lastra da più punti di vista, si nota un perfetto effetto tridimensionale, come se l'osservatore si stesse muovendo intorno al soggetto.
Il problema è estremamente interessante, in quanto si presta a numerose applicazioni pratiche.

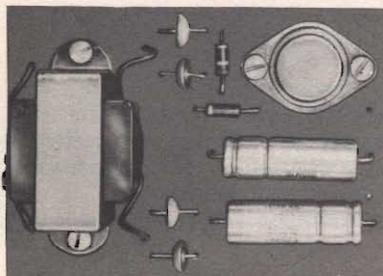
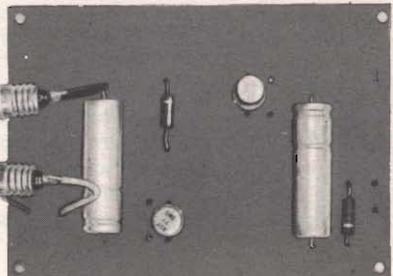
PRIMA SERIE

HIGH-KIT **UK**

Interfonico - UK 25 - SM/1015

Generatore di tremolo
UK 40 - SM/1040

Amplificatore BF
UK 30 - SM/1020

Sirena elettronica - UK 10
SM/1000

Antifurto - UK 15 - SM/1005

Metronomo - UK 35
SM/1035

Fotocellula - UK 50
SM/1050

Avvisatore d'incendio
UK 20 - SM/1010

Oscillatore di nota
UK 60 - SM/1060

Alimentatore - UK 55 - SM/1055

Lampeggiatore - UK 45 - SM/1045

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

GENERATORE DI SEGNALI TRIANGOLARI AD INSERIMENTO AUTOMATICO

(Da « Radio Frequency Communications »)

Essendo basato sul principio della produzione di segnali rettangolari di ampiezza costante ed aventi un tempo di salita e di discesa regolabili separatamente, questo generatore presenta la particolarità di entrare in funzione ogni qualvolta venga applicato al suo ingresso un impulso di comando.

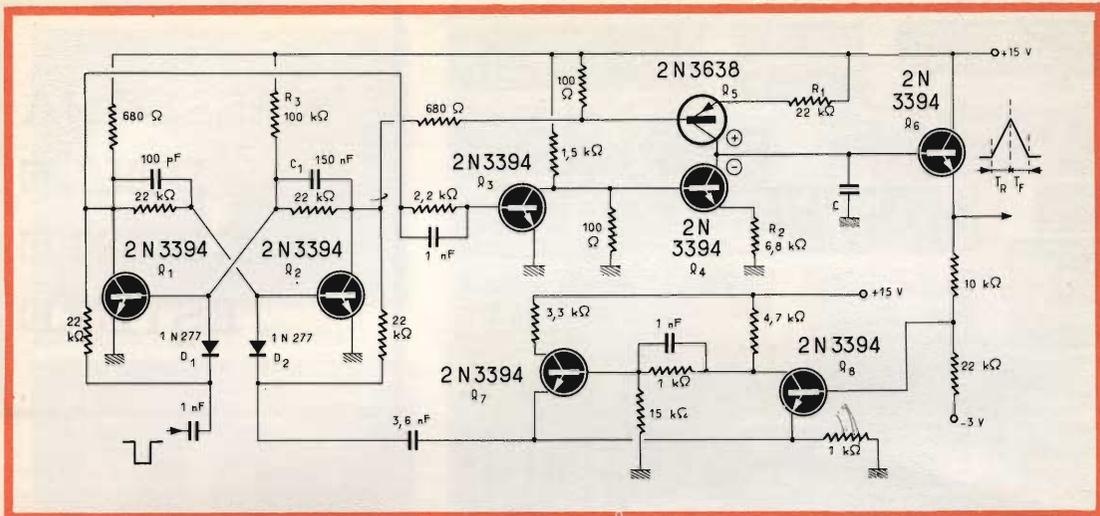
Come si può notare nello schema riportato, esso consiste in un certo numero di stadi. L'apparecchiatura comprende rispettivamente un multivibratore, costituito da Q1 e da Q2: un circuito invertitore di fase, costituito da Q3, Q4 e Q5: un circuito « trigger » di Schmitt, costituito da Q7 e da Q8, ed uno stadio ad accoppiamento di emettitore, rappresentato da Q6.

Non appena all'ingresso del circuito viene applicato un segnale di comando, il multivibratore consistente in Q1 e Q2 cambia stato di funzionamento: l'impulso corrispondente si manifesta sul collettore di Q2, dove viene utilizzato per modificare lo stato di funzionamento di Q5, che passa così in stato di conduzione: ciò provoca come effetto secondario la carica del condensatore C.

Grazie alla presenza di Q6, la carica di questo condensatore si verifica con un andamento non lineare; quando la tensione presente ai capi di quest'ultimo raggiunge approssimativamente il valore di picco di 6 volt, il circuito «trigger» di Schmitt, costituito da Q7 e da Q8 entra in funzione, inviando un impulso di comando al multivibratore costituito da Q1 e da Q2.

Dal momento che ciò ne modifica ancora una volta lo stato di funzionamento, questo multivibratore porta quindi in stato di conduzione Q4, e provoca la scarica della capacità C, con un andamento questa volta lineare, permettendo al circuito di ricominciare un nuovo ciclo.

Si noterà che la costante di tempo dei circuiti del multivibratore è nettamente superiore alla durata dell'impulso triangolare di uscita; di conseguenza, il suddetto multivibratore è sempre in condizioni di entrare in stato di fun-

zionamento ad opera di un impulso di comando che venga applicato all'ingresso dell'apparecchiatura.

Le resistenze R1 ed R2 permettono di regolare rispettivamente il tempo di salita e di discesa dei segnali triangolari prodotti. Quando il valore della capacità C è di 0,01 microfarad, è possibile — agendo su R1 e su R2 — far variare il tempo di salita e quello di discesa degli impulsi triangolari tra periodi di tempo compresi tra 100 e 900 microsecondi.

Attribuendo ad R1 il valore di 22.000 ohm, e ad R2 il valore di 6.800 ohm, mentre la capacità del condensatore C rimane al valore di 0,01 microfarad, il tempo di commutazione è dell'ordine di 800 microsecondi.

Si precisa che, adottando i suddetti valori, la velocità di ripetizione degli impulsi di innesco può essere compresa tra 20 e 50 Hertz, senza che si verifichi la benché minima distorsione della forma d'onda dei segnali di uscita.

CIRCUITO ELETTRONICO DI PROTEZIONE AD INNESCO AUTOMATICO

(Da « Electronics »)

Il circuito di protezione descritto nell'articolo al quale ci riferiamo, destinato a controllare il perfetto funzionamento di un'apparecchiatura elettronica a diversi stadi, presenta alcune caratteristiche assai interessanti, quali la semplicità della messa in opera, l'efficacia, e la rapidità di azione. Il compito al quale esso è destinato consiste nel rivelare qualsiasi anomalia che si verifichi nell'alimentazione dei circuiti sottoposti all'azione di controllo.

Quando — per un motivo qualsiasi — la tensione di alimentazione destinata ad uno solo degli stadi sotto controllo viene a mancare, automaticamente l'apparecchiatura viene messa in funzione, il che provvede a troncare il circuito di alimentazione.

Come è possibile osservare nello schema che riportiamo, l'apparecchiatura consiste sostanzialmente in due transistori, Q1 e Q2, in un relé i cui contatti permettono di interrompere la linea di alimentazione, ed in un diodo abbinato a due resistenze in derivazione su ciascuno dei circuiti da controllare, che possono essere in un numero qualsiasi, ed alimentati con tensione sia positiva che negativa rispetto alla massa.

I valori delle resistenze R_A ed R_Y vengono scelti in modo tale che una corrente di 2 milliampère scorra attraverso ciascuna delle resistenze del valore di 1.500 Ω visibili nel circuito. In tal modo, è possibile polarizzare in senso inverso i due diodi associati, e contrassegnati D_A e D_Y.

Il relé K1 risulta eccitato, non appena le correnti di base dei due transistori Q1 e Q2 risulta di intensità tale da portarli in stato di saturazione.

Se uno dei circuiti controllati presenta improvvisamente un difetto, oppure se la relativa tensione di alimentazione viene a mancare, il diodo collegato in parallelo sulla li-

nea considerata cessa di essere polarizzato in senso inverso. In tali condizioni, la tensione sull'anodo del diodo D1 o su quello del diodo D6 (a seconda dei casi) scende, fino ad assumere il valore approssimativo di 1 volt. In tali condizioni, Q1 oppure Q2 viene ad essere bloccato, per cui il relé K1 cessa di essere eccitato, il che determina — come effetto secondario — la interruzione dell'alimentazione generale.

Supponiamo ora che improvvisamente, e per un motivo qualsiasi, venga a mancare la tensione di alimentazione **negativa** di 20 volt; in questo caso, il transistore Q1 si blocca. Per contro, se viene a mancare la tensione di alimentazione **positiva** di 20 volt, cessa lo stato di conduzione nel transistore Q2; in ogni caso, la conseguenza è sempre l'interruzione dello stato di eccitazione di K1.

Precisiamo che il tempo di responso dell'apparecchiatura è pari al tempo di eccitazione di K1, maggiorato della costante di tempo del circuito di alimentazione. Questa costante può essere ridotta in modo apprezzabile, montando in serie alle resistenze R_A ed R_Y un diodo zener.

Si noti infine che il numero dei circuiti che possono essere sottoposti all'azione di controllo da parte di questa apparecchiatura è limitato esclusivamente dalla somma delle correnti di fuga attraverso i diodi 1N457. A tali effetti, il valore di 100 microampère rappresenta un massimo che non è possibile superare, poiché — in caso contrario — i transistori Q1 e Q2 resterebbero permanentemente in stato di conduzione.

APPLICAZIONE DELLE FOTORESISTENZE

(Da «Electronique Industrielle»)

Si tratta di una interessante serie di articoli, apparsi in varie riprese sui numeri 95, 96, 97 e 98 della rivista.

Dopo aver sviluppato sostanzialmente i principi di funzionamento di questi componenti elettronici, l'autore si dilunga sui circuiti di impiego, e sui vari mezzi mediante i quali è possibile sfruttare le sorprendenti caratteristiche degli elementi fotosensibili.

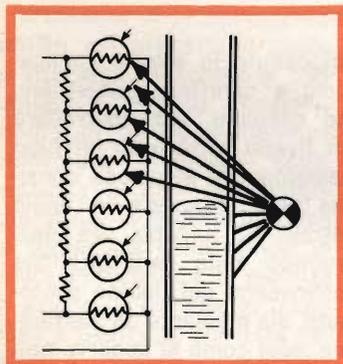
In particolare, in alcune note comprese nella suddetta serie di articoli vengono riportati i dati di calcolo e di progettazione delle apparecchiature che ne fanno uso, oltre ad alcuni elementi pratici agli effetti dell'impiego.

Nell'ultima puntata, alla quale ci riferiamo in modo particolare, vengono forniti dati pratici per l'impiego delle fotocellule in alcune applicazioni a carattere industriale. Ad esempio, per controllare un livello attraverso un tubo campione, la soluzione consiste nell'intercettare un raggio attraverso il tubo, sia usufruendo delle caratteristiche intrinseche del liquido contenuto, sia mediante un diaframma, così come si osserva nella prima delle tre figure riportate. In tal modo, è possibile rivelare delle variazioni di livello dell'ordine del decimo di millimetro, con circuiti

particolarmente perfetti. Impiegando invece circuiti meno perfezionati, ossia consistenti in un sistema meno rigoroso, è facilmente possibile ottenere una precisione dell'ordine del millimetro di variazione di livello.

Mediante i due dispositivi, si realizzano dei circuiti di allarme di « troppo pieno », o

di «mancanza di liquido». Nella figura alla quale ci riferiamo, A rappresenta la fotocel-

lula, B il tubo nel quale è contenuto il liquido di cui si controlla il livello, C il diaframma, e D rappresenta infine la sorgente di luce, consistente in una semplice lampada.

Nella seconda figura che riportiamo, è visibile un'applicazione particolare, nella quale l'elemento fotosensibile viene eccitato ad opera di una lampada, il cui raggio di luce viene fatto passare attraverso un prisma a riflessione totale, ossia che riflette nella stessa direzione di provenienza del raggio originale.

In questo particolare caso, il livello del liquido, che è rappresentato al di sotto della base del prisma triangolare, determina particolari caratteristiche di riflessione da parte di quest'ultimo, modificando le caratteristiche ottiche della superficie ad esso parallela. Infatti, col variare del livello, varia il coefficiente di riflessione da parte del prisma, e varia quindi l'intensità del raggio che — seguendo il percorso evidenziato — riesce ad eccitare la fotoresistenza (A).

Nel caso della terza figura — invece — notiamo che il tubo è disposto in modo tale che la luce emessa dalla lampada colpisca varie cellule fotosensibili disposte a diversi livelli di altezza. Mano a mano che l'altezza del liquido varia internamente al tubo, esso intercetta una parte dei raggi di luce che colpiscono le fotocellule, per cui le uniche fotocellule che vengono colpite dai ragi di luce sono quelle che rimangono al di fuori del livello del liquido. Infatti, nel caso illustrato vengono eccitate esclusivamente le ultime quattro fotocellule che si trovano al di sopra del livello.

Le applicazioni di questo genere sono assai comuni in vari campi industriali, e riteniamo che questa serie di articoli, documentata con numerose illustrazioni — peraltro assai dettagliate nei vari particolari — possa essere di notevole interesse per tutti quei lettori che si occupano di applicazioni delle fotocellule.

FILTRI A 19 ED A 38 kHz PER REGISTRAZIONE DI TRASMISSIONI IN F.M.

(Da « Radio-Electronics »)

Da quando le trasmissioni stereofoniche, effettuate secondo il procedimento denominato « multiplex » sono entrate nell'uso comune, gli amatori che si dilettano nella esecuzione di registrazioni su nastro dei segnali prelevati dall'uscita dei relativi ricevitori devono spesso affrontare vari problemi di carattere pratico.

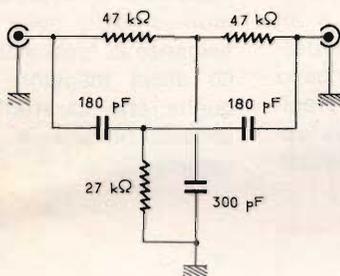
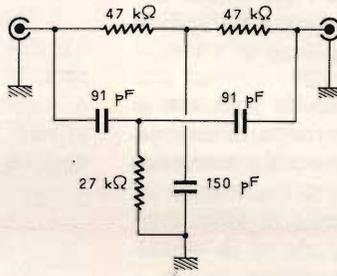
In pratica, quando si effettua la registrazione magnetica di questi programmi, accade assai spesso che si riscontri — in fase di riproduzione — la presenza di soffi, di rumori parassiti, e di ronzii di varia natura, che si sovrappongono ai suoni utili, rendendo spesso inutilizzabile la registrazione, il cui segnale venga prelevato dall'uscita di un sintonizzatore funzionante in FM.

Responsabile di tale inconveniente è — senza alcun dubbio — la frequenza pilota di 19 kHz, irradiata dagli emettitori, che trasmettono un programma stereo, ed impiegata allo scopo di sincronizzare i circuiti di decodificazione degli adattatori « multiplex ».

Ovviamente, dato il suo valore che si trova al di fuori della gamma di sensibilità dell'orecchio umano, questa

frequenza è del tutto inudibile: tuttavia, quando essa si combina con la frequenza dell'oscillatore di cancellazione o di polarizzazione del nastro, non è difficile che ne derivino,

La figura che riportiamo illustra in A un filtro adatto alla soppressione della frequenza di 19 kHz, ed in B il filtro adatto ad una frequenza di valore esattamente doppio.

pressione della frequenza indesiderata, ed è bene prevederne l'installazione di un involucro metallico, collegato a massa, onde evitare che i componenti diventino sede di

dei suoni udibili sotto forma di rumori parassiti ed indesiderabili.

Per questo motivo, è stato compiuto uno studio sulla possibilità di inserire dei filtri adatti appunto a sopprimere tale frequenza, e non solo la frequenza fondamentale di 19 kHz, ma anche la frequenza di 38 kHz, che è esattamente il doppio, ossia la sua seconda armonica.

Come è facile osservare, nei due casi le componenti resistive rimangono assolutamente identiche, mentre le componenti capacitive presentano un valore pari alla metà nel filtro adatto a sopprimere la frequenza più elevata.

I filtri di questo genere devono essere usati naturalmente in numero di due, in quanto occorre sempre inserirne uno su ciascun canale per la soppressione della frequenza indesiderata...

correnti o di tensioni indotte, che non farebbero altro che complicare le cose anziché migliorarle.

La nota tecnica che riportiamo in quanto indubbiamente interessante, illustra anche le curve di responso dei filtri di questo genere, e fornisce vari suggerimenti sul modo di ovviare ad un inconveniente così fastidioso.

RIVELATORE A DOPPIA SEMIONDA SENZA TRASFORMATORE

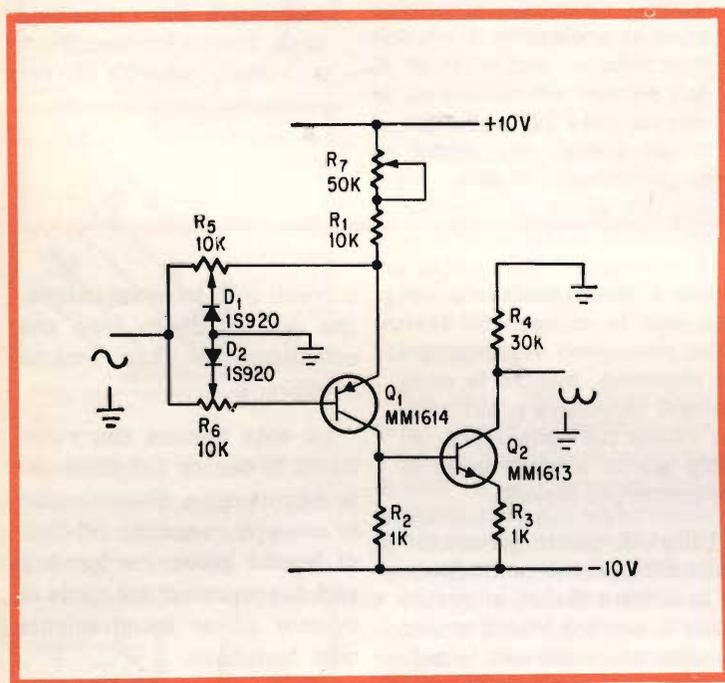
(Da « Electronics »)

Si tratta di una semplice realizzazione, mediante la quale è possibile effettuare la rivelazione di un segnale di frequenza compresa tra la corrente continua ed un valore superiore ai 10kHz, senza l'impiego di alcun trasformatore.

Normalmente, per rivelare un segnale a corrente alternata, ad esempio per il funzionamento di un controllo automatico di guadagno, o per un'applicazione simile, si ricorre ad un rettificatore ad una sola semionda, impiegante un diodo o un transistore. Occorre però considerare che il rendimento di un circuito che trasforma una corrente alternata in una corrente continua pulsante è assai ridotto, in quan-

to consente di ottenere un segnale avente un'ampiezza di picco di 0,318 volt, in riferimento ad un segnale di ingresso avente un'ampiezza di 1 volt. Per contro, impiegando un rivelatore a doppia semionda, è possibile ottenere un segnale di uscita a corrente continua pulsante di ampiezza pari a 0.636 volt di picco, con un segnale di ingresso avente l'ampiezza di 1 volt.

Oltre a ciò, la costante di tempo del circuito di un rivelatore ad una sola semionda aventi entrambi un polo a massa. Il segnale che si ottiene in corrispondenza delle estremità opposte dei due potenziometri viene applicato tra la base ed il circuito di collettore del transistore Q1, il cui carico di collettore è variabile grazie alla presenza di R4.

Il transistore Q1 non è altro che uno stadio amplificatore, il cui collettore fa capo a massa attraverso la resistenza R2. Dal terminale superiore di R2 viene prelevato tuto dimostrare che questo tipo di circuito rivelatore presenta un rendimento assai maggiore che non quello dei comuni rivelatori a diodo, per cui è assai interessante considerare l'impiego di questo circuito sia agli effetti della realizzazione di strumenti di misura, sia agli effetti della realizzazione di apparecchiature professionali, nelle quali le esigenze di funzionamento sono assai maggiori che non quelle che caratterizzano le apparecchiature a carattere commerciale.

è assai più elevata di quella che può essere presentata da un circuito a doppia semionda.

Il circuito che riportiamo è un esempio di rivelatore di questo tipo: in esso si nota che il segnale di ingresso viene applicato contemporaneamente ai due potenziometri R5 ed R6 — entrambi del valore di 10.000 ohm — tra i cui cursori sono collegati due diodi il segnale di uscita che viene successivamente applicato alla base di Q2, il cui emettitore fa capo a massa attraverso R3. Dal collettore di Q2 viene infine prelevato il segnale di uscita, che come si può notare è costituito da entrambe le semionde rettificate, il quale segnale è presente ai capi della resistenza R4.

La pratica di impiego ha po-

MISURA DI COEFFICIENTI DI TEMPERATURA SUI COMPONENTI ELETTRONICI

(Da « Electronique Professionnelle »)

Le apparecchiature elettroniche installate a bordo del satellite FR1 hanno dovuto essere realizzate mediante l'impiego di condensatori aventi un coefficiente di temperatura assai preciso; altri casi ancora — peraltro assai numerosi — si verificano assai spesso in ogni campo industriale, quando è necessario stabilire con precisione i coefficienti di temperatura che caratterizzano i componenti impiegati. È stato quindi necessario elaborare un metodo sicuro ed il più possibile semplice, per effettuare la misura di questi coefficienti, con una certa sicurezza di precisione.

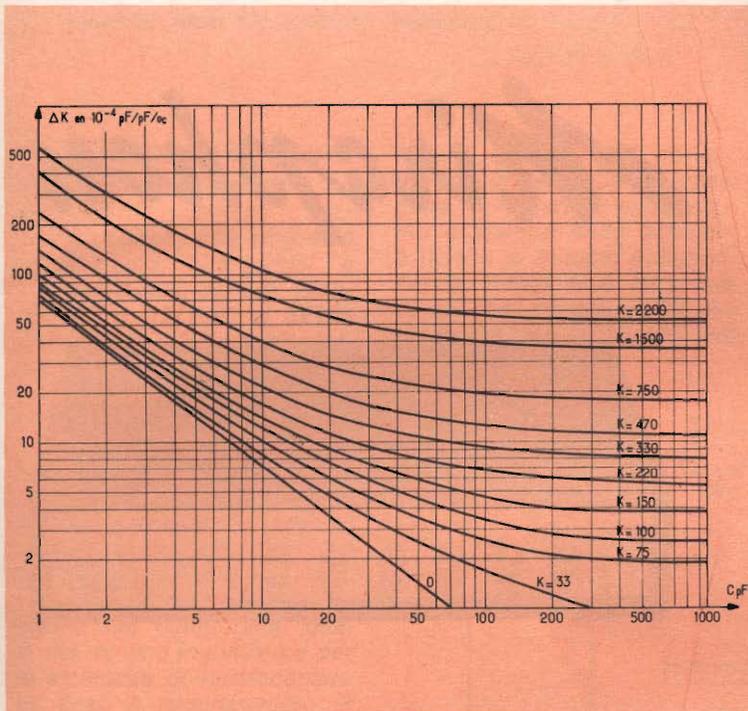
Per stabilire il tipo di apparecchiatura più economico da installare per effettuare misure di questo genere, è necessario conoscere non sol-

tanto il numero dei pezzi di cui ogni giorno occorre misurare il coefficiente termico e la precisione, bensì occorre conoscere anche la precisione delle diverse apparecchiature che è possibile usare a tale scopo. Ebbene, i valori di questi due parametri sono assai difficili da prevedere, e la loro valutazione — eseguita all'inizio — si rivela assai spesso troppo ottimistica e lontana dalla realtà, non appena un mezzo di controllo permette successivamente di verificare lo stato di cose effettivo.

L'articolo che recensiamo esamina questo problema sotto vari aspetti funzionali e pratici, e considera innanzitutto per sommi capi tutte le difficoltà che vengono incontrate per risolvere un problema così arduo, allo scopo di semplificare le produzioni industriali soprattutto a carattere scientifico.

L'argomento viene abbordato con l'analisi del principio generale di misura: successivamente, viene considerata la inerzia termica dei componenti da misurare, e le ripercussioni che si riscontrano nei confronti dei circuiti propriamente detti.

L'argomento prosegue poi con le considerazioni relative alla precisione ed alla rapidità, nonché al costo col quale è possibile eseguire la misura dei coefficienti di temperatura, con l'analisi dei metodi mediante i quali è possibile valutare l'errore di questo tipo di misura, e conclude infine con l'esame di un'apparecchiatura di misura del coefficiente di temperatura sulla capacità, funzionante alla frequenza di 1 MHz.

Il grafico che riportiamo rappresenta sull'asse delle ascisse il valore di capacità in picofarad, compreso tra 1 e 1.000: sull'asse delle ordinate — invece — è riportata una scala, anch'essa compresa tra 1 e 1.000, che rappresenta le variazioni del coefficiente K, espresso in decimillesimi di picofarad per grado centigrado. Esso costituisce un esempio di rilevamento che spesso comporta un problema agli effetti del tempo necessario per eseguirlo, e del numero di pezzi che occorre controllare in una determinata unità di tempo, che può essere di un'ora, di un giorno o di una settimana, a seconda dei casi.

Un ultimo argomento che viene considerato è l'incidenza delle ripetute connessioni sul coefficiente di temperatura di un condensatore: l'influenza del numero di volte che un condensatore viene applicato ad un circuito non è apprezzabile infatti che per i condensatori di bassa capacità. Di conseguenza, con una prima approssimazione, conta soltanto la capacità parassita dei conduttori in funzione della loro lunghezza.

La nota, elaborata in un chiaro stile didattico, può essere di notevole utilità a tutti coloro che nelle industrie, sia per la produzione dei componenti, sia per la produzione di apparecchiature elettroniche, devono sovente affrontare il problema della selezione e della valutazione del materiale e dei componenti rispondenti a determinate caratteristiche, e di collaudi la cui severità è di solito direttamente proporzionale al valore della apparecchiatura, ed alle sue condizioni di impiego.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. Cap. LONGO I. - Verona
Dispositivo elettronico

Il cap. Longo, che ringrazio sentitamente, riferendosi a quanto esposto dal Sig. Biancoli sul n. 12/1966 di SELEZIONE TECNICA ed alla recensione di un articolo pubblicato da Advance Information di cui al n. 9/1964 pagina 1197, ci invia un semplicissimo circuito destinato a consentire la segnalazione dell'estinzione delle luci di posizione posteriore di un qualsiasi automezzo. Detto circuito si distingue per l'esiguità dei componenti usati, del minimo ingombro e per la sicurezza di funzionamento. Esso è rappresentato in figura 1.

La lampada spia è contenuta in un portalampade per lampade sferiche G.B.C. ed è sistemata sul cruscotto mentre le due cellule, in serie fra loro, contenute al centro di un tubetto di plastica di qualche centimetro di lunghezza, sono fatte aderire al portalampade delle due luci posteriori. Il piccolo complesso può trovare posto nel portabagagli o in qualsiasi altro posto.

La lampada spia rimane spenta in quanto la base dell'OC26 è quasi a massa durante le condizioni normali di funzionamento, essa per contro si accende di luce molto viva, in virtù della corrente di collettore, qualora una od entrambe le lampade si spengano. Il materiale usato, come è visibile dallo schema, è ridotto al minimo indispensabile. Infatti si è fatto uso di un solo transistore di potenza del tipo OC26 che può essere sostituito da un AD 149 od altro equivalente, di un potenziometro (G.B.C.-D 200) e di una resistenza da 390 Ω Watt avente lo scopo di salvaguardare il transistore stesso. Lo zoccolo per il transistore è del tipo G.B.C. G/2630.

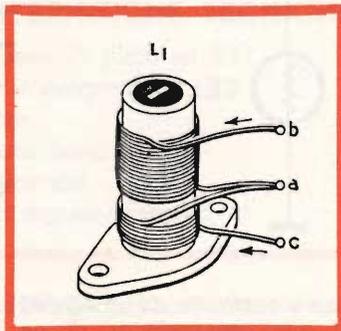
Questo dispositivo si è dimostrato molto utile per la sicurezza di marcia degli autocarri con rimorchio e può essere usato, fra l'altro, quale ripetitore di lampeggiamento, lampada di emergenza eccetera.

Le due cellule sono del tipo PHILIPS B 8.73105 (G. B. C. D/118). Il prototipo è stato montato in un tubo di plastica del diametro di 35 mm lungo 25 mm con fuori uscita di 3 coppie di conduttori, una per il collegamento con la batteria dell'auto e l'interruttore luce, una per le celluce fotoelettriche ed una per la lampada spia.

Questo semplice dispositivo, con una sola cellula e sostituendo la lampada spia con un relé di potenza di 6 V 60/80 Ω G.B.C. G/1481 che rimane attratto finchè la cellula è illuminata, può essere usato per interrompere macchine utensili, commutare luci nei gabinetti fotografici, radiologici ecc.

Inoltre il cap. Longo sostituendo il relé di cui sopra con un relé numeratore elettromeccanico SIEMENS Po 4400.0175 a 6 V è riuscito a realizzare, con modico prezzo, un ottimo contapezzi, contapersone od altri oggetti.

Sig. BARBERI G. - Genova
Cerca metalli

L'apparecchio cerca metalli al quale fa riferimento, è stato pubblicato nel n. 1/1967 della rivista inglese WIRELESS WORLD ed il relativo schema è riportato in figura 1 completato dall'indicazione del valore dei principali componenti. Tutte le resistenze devono avere una tolleranza del ±10% ed essere del tipo da 1/2 Watt.

La bobina L 1 è costituita da 115 spire unite di filo smaltato da 16/100 suddivise in due avvolgimenti, il primo composto da 100 spire ed il secondo da 15 spire (come indicato in figura 2) avvolte su supporto con nucleo da 6 millimetri.

La testina di ricerca comprende i condensatori C5 e C6 e la bobina L2, composta da 50 spire di filo da 20/100 con presa alla 10ª spira.

Il cavo tripolare che unisce la testina all'apparecchio non dovrà superare il metro e mezzo di lunghezza.

Eventualmente potremo fornire il testo inglese dell'articolo.

Sig. VIVARELLI G. - Pistoia
Panorama Radiofonico

La rubrica « PANORAMA RADIOFONICO », che viene pubblicata saltuariamente per non appesantire eccessivamente il testo della rivista, è comparsa nei seguenti numeri: 6/1963, 6/1964, 11/1964,

4/1965, 1/1966, 8/1966, 12/1966, 1/1967, 2/1967. Attualmente essa procede con la pubblicazione delle notizie relative ai paesi africani, alle quali faranno seguito quelle dei paesi asiatici ed infine di quelli americani.

In linea di massima essa può essere considerata tuttora valida per quanto concerne le stazioni ad onda media, FM e le TV. Quest'ultime naturalmente sono soggette ad un certo incremento. Delle onde corte in linea di massima sono indicate le frequenze usate dal paese nei vari periodi dell'anno, frequenze che subiscono varianti che sono riportate nell'HORAIRE DE RADIODIFFUSION A ONDE DECAMETRIQUES pubblicato dall'Union Internationale des Télécommunications di Ginevra per ognuno dei quattro periodi previsti e precisamente: Novembre - Marzo, Marzo - Maggio, Maggio - Settembre, Settembre - Novembre.

Un'altra pubblicazione del genere è il WORLD RADIO TV edito in Danimarca.

Pubblicazioni ufficiali si possono ottenere in abbonamento presso l'OIRT (Organizzazione Internazionale Radio Televisione) 15 U. Mràzovsky Praha, e UER (Union Europeenne de Radiodiffusion, 32 A. A. Lancaster, Bruxelles).

Sig. CARRUCCIU B. - Acqui

Stetoscopio elettronico

A tutt'oggi non ci è stato possibile reperire lo schema di uno STETOSCOPIO ELETTRONICO A TRANSISTOR che presenti caratteristiche tali da consentire risultati soddisfacenti.

Alcune case ci hanno inviato degli schemi di principio dai quali ben poco si può dedurre essendo messa in evidenza soltanto la presenza di un amplificatore e di un microfono per contatto. Ciò è troppo poco per chi desideri realizzare una buona apparecchiatura valendosi dell'esperienza di coloro che ne hanno studiato e realizzato molti esemplari.

Evidentemente è preferibile tentare personalmente la costruzione di tale apparecchio eliminando via via le manchevolezze che si possono presentare in sede sperimentale. Ciò è possibile munendosi, ad esempio, di un fonedoscopio Peiker per misure sul cuore e sui polmoni, di un amplificatore a transistori e di un ricevitore a stetoscopio.

La G.B.C. dispone di due tipi distinti di FONEDOSCOPI PEIKER: il primo ha una sensibilità di 6 mV/microbar, risposta in frequenza 30-8000 Hz, impedenza 0,5 Ω (catalogo Q/203), il secondo presenta le stesse caratteristiche di impedenza e di frequenza con una sensibilità di 3,5 mV/microbar (catalogo Q/204). Il ricevitore magnetico stetoscopico può essere scelto fra i diversi disponibili nel catalogo G.B.C. (ad esempio il DANAVOX G.B.C. Q/447) od anche, a seconda dell'amplificatore usato, essere sostituito da un altoparlante.

Comunque non appena troveremo uno schema adatto ritorneremo sull'argomento.

Sig. CHIERICO D. - Vicenza

Sui diodi tunnel

La pubblicazione di circuiti EHF o di altro genere impieganti diodi tunnel presenta una certa difficoltà per il fatto che gli stessi non vengono forniti dalle case interessate. Comunque pubblichiamo, ad uso dei lettori che sono interessati all'argomento, l'elenco di alcune pubblicazioni che potranno essere loro della massima utilità.

Serophim, Stephenson OPERATION OF DIODES ABOVE

THEIR RESIETIVE CUTOFF FREQUENCY, Proceedings of the IEEE, Settembre 1966.

Phun OPERATION OF TUNNEL DIODE ABOVE THE RESIETIVE CUTOFF FREQUENCY, proc. IEE (corrispindenz) Settembre 1963.

Jaskolski INVESTIGATION AT THE TUNNEL DIODE AS A GENERATOR OD MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE FREQUENCYES. M. Sc. thesis Marquette University, Milwaukee Wis (1964) (chiedere direttamente).

Ishii MICROWAVE TUNNEL DIODE OPERATION BEYOND CUTOFF FREQUENCY, IEEE Febbraio Marzo 1963.

D'altra parte l'argomento è trattato in modo completo nei volumi dedicati alla trasmissione ed alla ricezione delle micronde editi dalla MC GRAW-HILL Publishing Co. Ltd., Mc Graw Hill, House, London EC 2 alla quale può essere richiesto il catalogo.

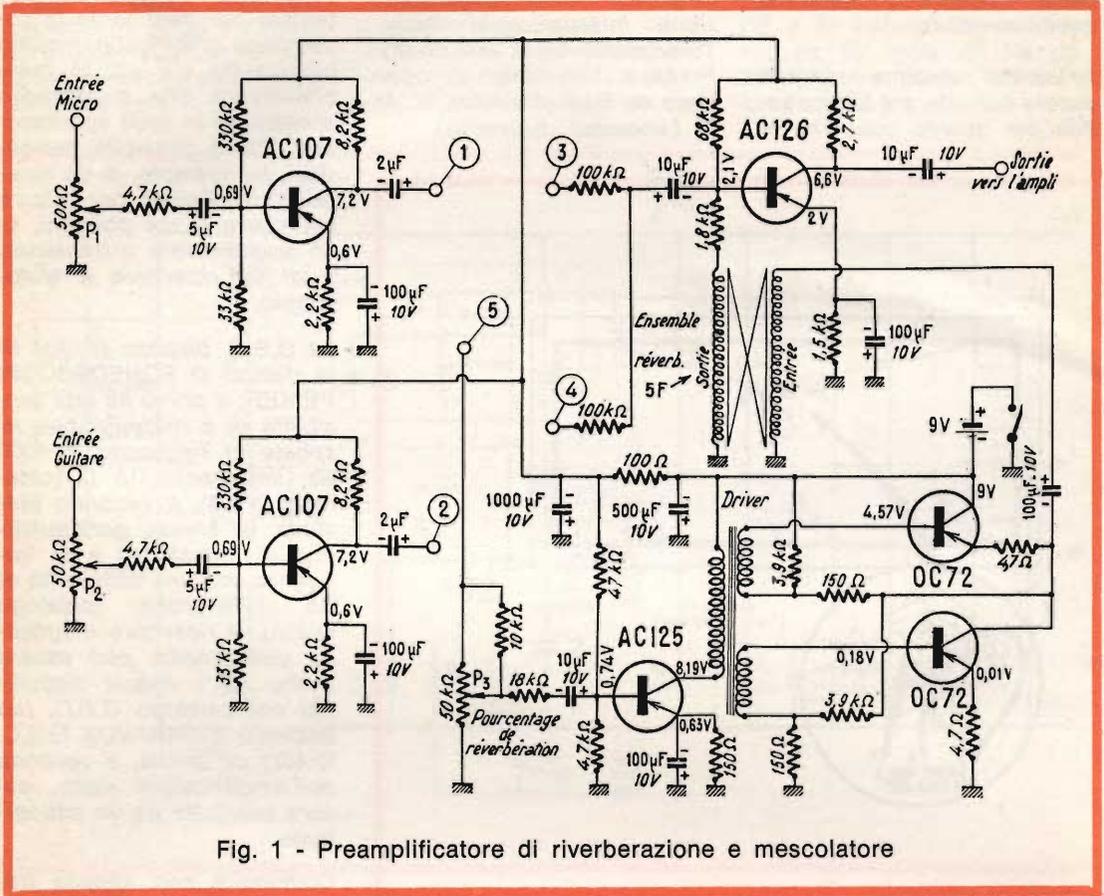



Fig. 1 - Preamplificatore di riverberazione e mescolatore

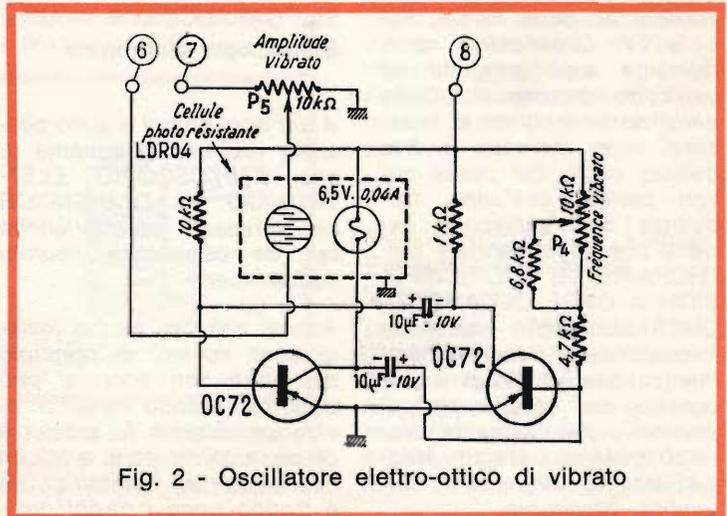



Fig. 2 - Oscillatore elettro-ottico di vibrato

Sig. PACIUCCI R. - Roma

Complesso vibrato e riverberante

Nelle figure 1, 2, 3 e 4 sono rappresentati rispettivamente il preamplificatore di entrata di un complesso riverberante ed il mescolatore, l'oscillatore elettro-ottico di vibrato, il commutatore a 5 posizioni, l'alimentatore rete o pile.

Nel circuito di vibrato elettro-ottico i due transistori OC72 sono montati come un multivibratore che permette di alimentare una lampada a 6,3 V 0,04 A disposta nel circuito di collettore con una frequenza compresa fra 2 e 20 Hz. La variazione di frequenza si ottiene tramite il potenziometro P4 da 10 k Ω che modifica la costante di tempo del circuito di base di uno dei transistor. Detta lampada montata in una piccola scatola illumina periodicamente una fotoresistenza LDR04 la cui resistenza varia in funzione del lampeggiamento. E' noto che la resistenza di una fotocellula diminuisce fortemente quando essa è rischiarata. Questa cellula è montata in serie con il conduttore (6) che fa capo alla pulsantiera ed al potenziometro P 5 che funge da resistenza variabile. Schiacciando il tasto « vibrato micro » il collegamento (6) si unisce al collegamento (1), uscita del preamplificatore video, e l'uscita del potenziometro (7) all'entrata del mescolatore (3). In queste condizioni la cellula LDR si viene a trovare in serie con la frazione di resistenza del cursore di P5 e l'estremità (7) del potenziometro. Quindi l'effetto del vibrato è ottenuto per variazioni della resistenza in serie al mescolatore.

Evidentemente il dispositivo di vibrato può essere usato anche separatamente e applicato ad altri complessi.

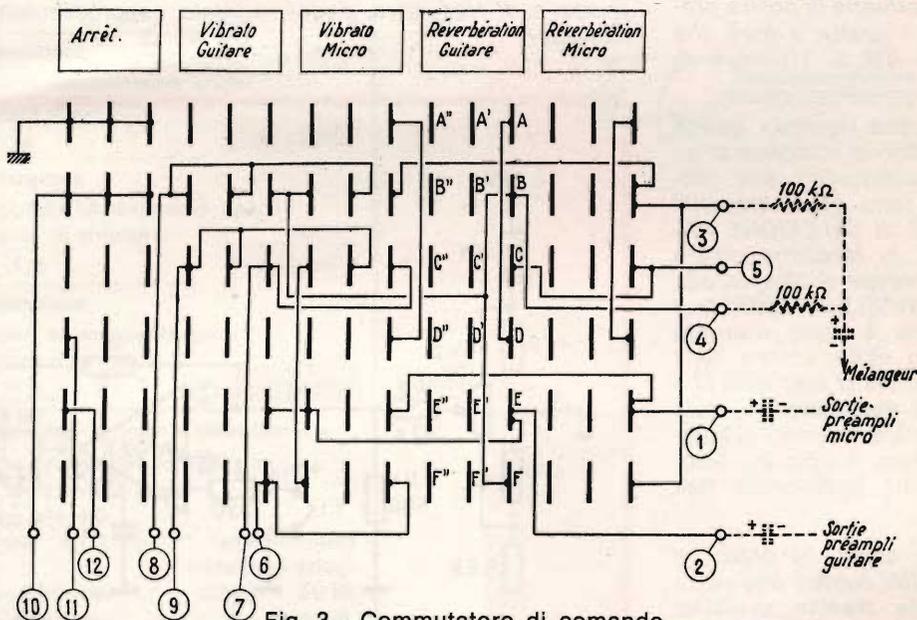



Fig. 3 - Commutatore di comando

Fig. 4 - Alimentatore pile-rete

Disponiamo della descrizione, completata anche dagli schemi di cablaggio, in lingua francese, che possiamo fornire alle solite condizioni.

Sig. FERRANDO L. - Ovada
Organo Elettronico

Per quanto concerne la sua richiesta relativa ai fascicoli arretrati delle riviste che trattano la descrizione di modesti organi elettronici dobbiamo confermarle la nostra precedente risposta e cioè che si tratta del n. 1/1963 e n. 2/1964.

Per ciò che riguarda invece la descrizione completa di un organo elettronico, alla quale si è fatto riferimento nel n. 1/1967 di SELEZIONE RADIO TV, *le facciamo notare che la stessa si riferiva alla rivista* WIRELESS WORLD *il cui nome è stato riportato nel sotto titolo. Inoltre nella segnalazione si precisava che* « l'intera descrizione è stata pubblicata sui numeri di Maggio, Giugno, Luglio ed Ottobre » della menzionata rivista.

Noi non siamo in grado di fornirle tali numeri che potrà richiedere tramite qualsiasi libreria internazionale. Per contro potremo inviarle fotocopia dell'originale di tali articoli, naturalmente in lingua inglese, dietro rimessa dell'importo di lire 6.000.

Comunque tenga presente che abbiamo a disposizione la descrizione di un organo elettronico di produzione francese dietro la solita rimessa di lire 2.000.

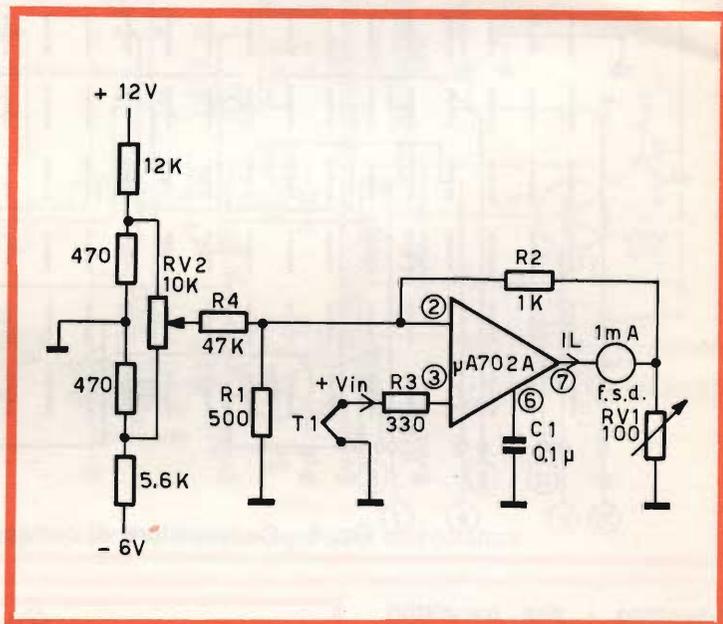
Sig. ROCCHIO G. - Roccastr.
Sonda cercaguasti

Alla sua richiesta è stato risposto con l'articolo SONDA CERCAGUASTI *pubblicato nel n. 4 della rivista di quest'anno.*

Si tratta di uno strumento di facile realizzazione nel quale sono impiegati esclusivamente due transistor.

Pensiamo però che la soluzione migliore sia quella di costruire un SIGNAL TRACER, *tipo multiplo, quale ad esempio quello della* EICO modello 147 A DE LUXE *progettato espressamente per il servizio tecnico (riparazione e controllo) degli apparecchi radio a modulazione di ampiezza e di frequenza, e dei televisori.*

Ad esempio in figura 1 è rappresentato lo schema di un amplificatore per termo coppia, come Lei ci aveva a suo tempo richiesto, nel quale si fa uso del circuito integrato della S.G.S. μu A 702 A.

I valori dei vari componenti sono indicati direttamente sullo schema. Il milliamperometro dovrà avere una impedenza interna di 500 Ω e dovrà dare la massima deviazione, a 1000° C, quando il potenziometro RV 1 sarà regolato approssimativamente per 40 Ω.

Il prezzo di tale strumento, molto utile, è tutt'altro che elevato e può essere richiesto direttamente alla sede o alle filiali della G.B.C.

Sig. RICARDI G. - Roma
Amplificatore termo coppia

Effettivamente con i microcircuiti della S.G.S. è possibile la realizzazione di interessanti apparecchiature in uno spazio estremamente ridotto e con difficoltà tecniche veramente minime.

La transconduttanza dell'amplificatore può essere espressa nel seguente modo:

$$\frac{I_L}{V_{in}}$$

dove

$$\frac{I_L}{V_{in}} = \frac{1}{RV1} \times \frac{R1 \times R2}{R1} \; ma/mv$$

C1 serve per stabilizzare la frequenza, R3 per la stabilizzazione di temperatura e compensare variazioni di tensione.

Microinterruttori termici « **Microtherm** »
serie T 1 a bilama per controllo
a distanza della temperatura.
Esecuzione stagna.

Contenitore:	rame-berillio
Contatti:	rame prezioso
Tensione nominale:	250 V - 50 Hz
Corrente apertura:	1,6 A indutt.
	2,5 A resist.
Tolleranza temperatura:	6%
Lunghezza cavetto:	300

Microinterruttore
Rosso: contatti normalmente aperti
Temperatura: 50 °C
T 1/50/1/6 **G/1494**

Microinterruttore
Blu: contatti normalmente chiusi
Temperatura d'apertura: 50 °C
T 1/50/2/6 **G/1494-1**

Microinterruttore
Rosso: contatti normalmente aperti
Temperatura di chiusura: 100 °C
T 1/100/1/6 **G/1494-2**

Microinterruttore
Blu: contatti normalmente chiusi
Temperatura d'apertura: 100 °C
T 1/100/2/6 **G/1494-3**

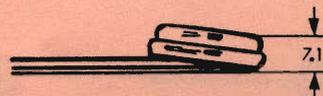
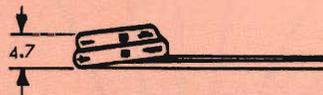
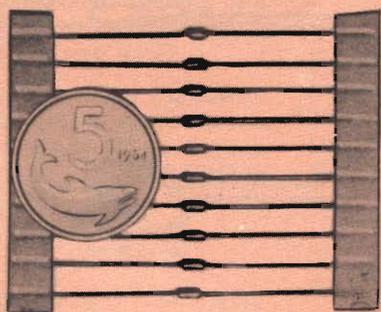
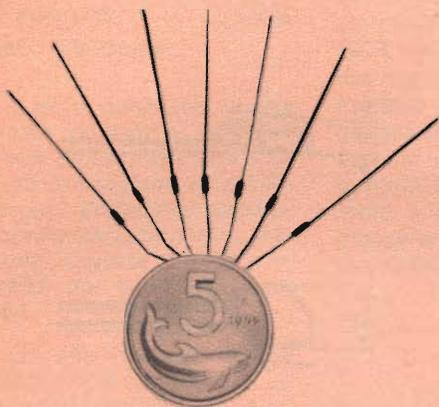
Microinterruttori termici « **Microtherm** »
serie T 2 a bilama per controllo a
distanza della temperatura.
Esecuzione stagna:

Contenitore:	rame laminato
Contatti:	metallo prezioso
Tensione nominale:	250 V - 50 Hz
Corrente apertura:	6,3 A indutt.
	10 A resist.
Tolleranza temperatura:	6%
Lunghezza cavetto:	100

Microinterruttore
Rosso: contatti normalmente aperti
Temperatura di chiusura: 50 °C
T 2/50/1/6 **G/1494-4**

Microinterruttore
Blu: contatti normalmente chiusi
Temperatura d'apertura: 50 °C
T 2/50/2/6 **G/1494-5**

Microinterruttore
Rosso: contatti normalmente aperti
Temperatura di chiusura: 100 °C
T 2/100/1/6 **G/1494-6**

Microinterruttore
Blu: contatti normalmente chiusi
Temperatura d'apertura: 100°C
T 2/100/2/6 **G/1494-7**

Resistori subminiatura
a strato di carbone
Tolleranza: ± 10%

Resistori 20 mW 70 °C
Dimensioni: Ø 0,8 x 2,6
Tipo RKL 2
Valori: 10 Ω ÷ 47 Ω

D/45

Valori: 56 Ω ÷ 1,8 MΩ

D/45-2

Valori: 2,2 MΩ ÷ 4,7 MΩ

D/45-4

Resistori 50 mW 70 °C
Dimensioni: Ø 1,2 x 4
Tipo RKL 5
Valori: 10 Ω ÷ 330 kΩ

D/46

Resistori 70 mW 70 °C
Dimensioni: Ø 1,5 x 3,6
Tipo RKL 10-5
Valori: 10 Ω ÷ 4,7 MΩ

D/47

Resistori 1/4 W 70 °C
Dimensioni: Ø 2,1 x 6,8
Tipo RKL 25
Valori: 10 Ω ÷ 1 MΩ

D/48

Valori unificati E 24 per i tipi:
D/45 - D/45-2 - D/45-4
D/46 - D/47 - 4/48

Ω	Ω	Ω	kΩ	kΩ	MΩ
10	100	1000	10	100	1
12	120	1200	12	120	1,2
15	150	1500	15	150	1,5
18	180	1800	18	180	1,8
22	220	2200	22	220	2,2
27	270	2700	27	270	2,7
33	330	3300	33	330	3,3
39	390	3900	39	390	3,9
47	470	4700	47	470	4,7
56	560	5600	56	560	
68	680	6800	68	680	
82	820	8200	82	820	

Resistori a strato metallico isolati in lacca epossilica
Tolleranza: 1%

Resistori 1/8 W
Dimensioni: Ø 2 x 6,7
Tipo MSL 12
Valori: 10 Ω ÷ 47 Ω

D/49

Valori: 51 Ω ÷ 180 kΩ

D/49-2

Valori: 200 kΩ ÷ 300 kΩ

D/49-4

Resistori 1/4 W
Dimensioni: Ø 2,5 x 10
Tipo MSL 25
Valori: 10 Ω ÷ 75 Ω

D/50

Valori: 82 Ω ÷ 470 kΩ

D/50-2

Resistori 1/2 W
Dimensioni: Ø 5 x 16
Tipo MSL 50
Valori: 10 Ω ÷ 91 Ω

D/51-2

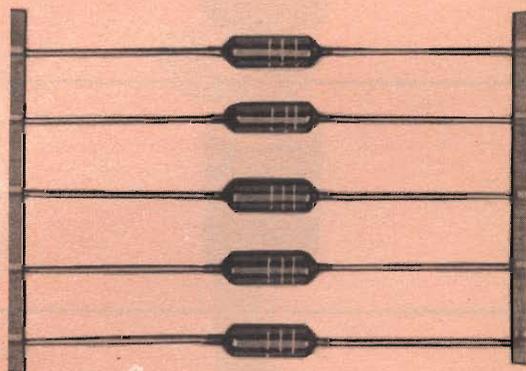
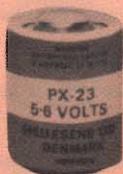
Valori: 100 Ω ÷ 910 kΩ

D/51-4

Valori: 1 MΩ ÷ 2 MΩ

D/51-6

Valori unificati E 24 per i tipi:
D/49 - D/49-2 - D/49-4 - D/50
D/50-2 - D/51-2 - D/51-4 - D/51-6

Ω	Ω	Ω	kΩ	kΩ	MΩ
10	100	1000	10	100	1
11	110	1100	11	110	1,1
12	120	1200	12	120	1,2
13	130	1300	13	130	1,3
15	150	1500	15	150	1,5
16	160	1600	16	160	1,6
18	180	1800	18	180	1,8
20	200	2000	20	200	2
22	220	2200	22	220	
24	240	2400	24	240	
27	270	2700	27	270	
30	300	3000	30	300	
33	330	3300	33	330	
36	360	3600	36	360	
39	390	3900	39	390	
43	430	4300	43	430	
47	470	4700	47	470	
51	510	5100	51	510	
56	560	5600	56	560	
62	620	6200	62	620	
68	680	6800	68	680	
75	750	7500	75	750	
82	820	8200	82	820	
91	910	9100	91	910	

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 1,35 V
Capacità: 1 A/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 15,8 x 16,4
Peso: 12,2 g
PX-1

I/135

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 1,35 V
Capacità: 250 mA/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 15,5 x 5,9
Peso: 4 g
PX-13

I/135-1

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 2,7 V
Capacità: 250 mA/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 16,6 x 15
Peso: 8,2 g
PX-14

I/135-2

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 5,6 V
Capacità: 100 mA/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 15 x 19,5
Peso: 8 g
PX-23

I/135-3

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 1,35 V
Capacità: 300 mA/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 11,4 x 14,4
Peso: 5,4 g
PX-450

I/135-A

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 1,35 V
Capacità: 250 m9/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 15,5 x 5,9
Peso: 4 g
PX-625

I/135-5

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione: 1,35 V
Capacità: 500 mA/h
Involucro: acciaio
Dimensioni: Ø 15,8 x 11,1
Peso: 7,9 g
PX-640

I/135-6

Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	4,5 V
Capacità:	580 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 16,6 x 50,8
Peso:	47,9 g
PX-21	

I/136

Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	3 V
Capacità:	580 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 16,6 x 42
Peso:	21,8 g
PX-24	

I/136-1

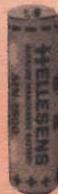
Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	1,5 V
Capacità:	300 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 22,9 x 5,6
Peso:	7,4 g
PX-825	

I/136-2

Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	1,5 V
Capacità:	1,8 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 14 x 49,5
Peso:	23,2 g
MN-1500	

I/136-3

Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	1,5 V
Capacità:	550 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 10,3 x 43,8
Peso:	11,3 g
MN-2400	

I/136-4

Pila al manganese « **Hellesens** »

Tensione:	1,5 V
Capacità:	580 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 11,9 x 28,4
Peso:	9,6 g
MN-9100	

I/136-5

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	1 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 15,8 x 16,4
Peso:	12,2 g

RM-1

I/137

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	2,4 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø13,7 x 49,6
Peso:	29,8 g

ZM-9

I/137-1

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	3,6 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 16 x 49,6
Peso:	29,5 g

RM-12

I/137-2

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	800 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 11,7 x 28,4
Peso:	11,3 g

RM-401

I/137-3

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	350 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 15,5 x 5,9
Peso:	4 g

RM-625

I/137-4

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	500 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 15,8 x 11,1
Peso:	7,9 g

RM-640

I/137-5

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	4,2 V
Capacità:	1 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 16,6 x 49,4
Peso:	39,7 g

TR-133

I/137-6

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,4 V
Capacità:	1 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 15,8 x 16,4
Peso:	12,2 g
RM-1 H	

I/138

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,35 V
Capacità:	65 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 7,7 x 5,2
Peso:	0,9 g
RM-13 GH	

I/138-1

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,35 V
Capacità:	105 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 11,6 x 3,9
Peso:	2 g
RM-41 GH	

I/138-2

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,4 V
Capacità:	35 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 7,7 x 3,4
Peso	0,6 g
RM-312 H	

I/138-3

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,4 V
Capacità:	75 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 11,4 x 3,3
Peso:	1,1 g
RM-400 H	

I/138-4

Pila al mercurio « **Hellesens** »

Tensione:	1,4 V
Capacità:	800 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	Ø 11,7 x 28,4
Peso:	11,3 g
RM-401 H	

I/138-5

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	100 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 11,4 x 3,3
Peso:	1,4 g
RM-575 H	

I/138-6

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	350 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 15,5 x 5,9
Peso:	4 g
RM-625 H	

I/138-7

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	160 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 11,4 x 5,1
Peso:	2,3 g
RM-675 H	

I/138-8

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	1,4 V
Capacità:	175 mA/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 11,4 x 5,1
Peso:	2,3 g
RM-675 GH	

I/138-9

Pila al mercurio **« Hellesens »**

Tensione:	4,2 V
Capacità:	1 A/h
Involucro:	acciaio
Dimensioni:	∅ 16,6 x 49,4
Peso:	39,7 g
TR/133-H	

I/138-10

IL TELEVISORE CAMPIONE DEL MONDO

INFORMER IV

televisore con cinescopio da 23" «Bonded-Shield» 2 sintonizzatori: 1 per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF - 34 funzioni di valvola - comandi di regolazione frontali - suono HI-FI - mobile di ridotte dimensioni di ingombro, in legno esotico, trattato con resina poliestere - nuovo telaio ribaltabile realizzato con i circuiti stampati - alimentazione 220 V

UT/103 C L. 215.000

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO
HELLESENS
steel flash
MADE BY HELLESENS
HELLESENS
steel power
MADE BY HELLESENS LTD
All steel